


Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
"Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського"

В.Г. Колобродов, В.І. Микитенко,
Є.Г. Балінський

ЕФЕКТИВНІСТЬ ІНФРАЧЕРВОНИХ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ СПОСТЕРЕЖЕННЯ

монографія



Київ
НТУУ «КПІ»
2017

УДК 621.384
ББК 32.86
К61

Рецензенти:

д-р техн.наук С.І. Черняк (КП СПБ «Арсенал»)
канд. техн.наук І.М. Русняк (ДП «НДІ «Квант»»)

Відповідальний редактор

д-р техн.наук І.Г. Чиж (КПІ ім. Ігоря Сікорського)

Колобродов В.Г. та ін.
К61 Ефективність інфрачервоних оптико-електронних систем спостереження: монографія / В.Г. Колобродов, В.І. Микитенко, Є.Г. Балінський – Київ: «Вік прінт», 2017. - 202 с.
ISBN 978-617-7185-18-4

Розглянуті методи математичного моделювання оптико-електронних систем дистанційного спостереження інфрачервоного діапазону спектру, які працюють в автоматичному режимі або сумісно з оператором, а також методи визначення основних характеристик таких систем.

Для наукових та інженерно-технічних працівників, студентів спеціалізацій «Комп'ютерно-інтегровані оптико-електронні системи та технології», «Фотоніка та оптоінформатика».

УДК 621.384
ББК 32.86

ISBN 978-617-7185-18-4

Зміст

1 Оптико-електронні системи спостереження та загальні підходи до оцінки ефективності їх функціонування	5
1.1 Конструктивні особливості автоматичних та іконічних ІЧ ОЕСС ..	5
1.2 Вхідний оптичний блок ОЕСС	7
1.2.1 Лінзові об'єктиви	9
1.2.2 Дзеркальні об'єктиви	25
1.2.3 Дзеркально-лінзові об'єктиви	28
1.3 Блок приймача випромінювання	31
1.3.1 Теплові ПВ	39
1.3.2 Фотонні ПВ	47
1.4 Блок електроніки	58
1.5 Монітор	60
Перелік посилань до розділу 1	64
2 Узагальнена математична модель дистанційних спостережень	68
2.1 Опис фоно-цільової обстановки	70
2.2 Перетворення сигналів в об'єктиві ОЕСС	86
2.3 Прийом оптичного сигналу	88
2.4 Обробка відеосигналу	104
2.5 Відображення візуальної інформації	109
Перелік посилань до розділу 2	116
3 Визначення ефективності ОЕСС	119

3.1 Ефективність дистанційних ОЕСС з автоматичним прийняттям рішення	129
3.1.1 Оцінки просторового розділення	129
3.1.2 Оцінки енергетичного розділення	140
3.1.3 Ймовірнісні оцінки	157
3.2 Ефективність іконічних ІЧ ОЕСС	175
3.2.1 Мінімально виявлювальна різниця температур	176
3.2.2 Мінімальна роздільна різниця температур	183
3.2.3 Показник успішності виконання завдання	189
3.2.3 Стандарти оцінювання ІЧ ОЕСС	192
Перелік посилань до розділу 3	198

1 Оптико-електронні системи спостереження та загальні підходи до оцінки ефективності їх функціонування

Для розширення можливостей отримання візуальної інформації при дистанційних спостереженнях використовуються різні типи ОЕСС. Суттєва відмінність ОЕСС від інших інформаційних систем полягає в тому, що вихідна інформація має вигляд двовимірного (рідше – трьохвимірного) зображення. Зазвичай це зображення аналізується людиною-оператором, рідше – автоматичним пристроєм. Відповідно для оцінки ефективності функціонування системи дистанційного спостереження традиційно використовується аналіз комплексу «ОЕСС – оператор». Такий підхід, однак, не завжди задовольняє розробників апаратури дистанційного зондування Землі – він не дозволяє якісно виконувати аналіз та співставлення приймальних блоків, які встановлені віддалено, наприклад, на борту космічного апарату або дистанційно пілотованого літального апарату. Тому наразі актуальним є розгляд окремо показників ефективності іконічних систем, сигнал з яких в вигляді зображення спостерігається оператором в реальному часі, та дистанційних систем, приймальні блоки яких розміщені віддалено, а сигнал аналізується автоматично або оператором з затримкою в часі.

1.1 Конструктивні особливості автоматичних та іконічних ІЧ ОЕСС

При розгляді ОЕСС дистанційного спостереження доцільно взяти до уваги дві обставини. По-перше, сучасні дистанційні ОЕСС переважно формують зображення для візуального спостереження і відрізняються від іконічних систем наявністю додаткового тракту

передачі радіосигналу і умовами зорового сприйняття кінцевого зображення. Останній фактор вимагає модифікації елементів традиційної математичної моделі аналізатора, але не впливає на структурний склад самої ОЕСС. Наявність радіоканалу є суттєвим, але може бути врахована додатковим блоком обробки сигналу в передавальній або приймальній частині системи. Тому структурно-функціональні схеми обох типів ОЕСС можна вважати ідентичними з врахуванням того, що фактично в дистанційних ОЕСС оцінку ефективності функціонування необхідно виконувати на виході передавальної частини, а в іконічних системах – на виході приймальної частини. По-друге, сучасні ОЕСС здебільшого є багатоканальними. Всі практичні задачі екології, метеорології, сільського господарства, безпеки, геології, пошуку корисних копалин тощо, які вирішуються з допомогою ІЧ ОЕСС, зводяться до пошуку, виявлення об'єкта, його розпізнавання, ідентифікації та оцінки ситуації. Це дає змогу формалізувати опис виникнення, перетворення і аналізу інформації при спостереженнях з допомогою ОЕСС в рамках відносно простих та універсальних моделей.

ОЕСС складається з чотирьох основних функціональних блоків: вхідного оптичного блоку, блоку приймача випромінювання, блоку електроніки (для дистанційних систем, можливо, – додатково блок радіоканалу), приймального блоку (найчастіше в вигляді екранного монітору). Розглянемо типові конструкції та основні характеристики цих блоків більш докладно.

1.2 Вхідний оптичний блок ОЕСС

Оптичні системи здійснюють просторові, часові, спектральні, поляризаційні перетворення електромагнітного випромінювання для забезпечення достатнього для ефективного прийому сигналу. Для цього вони можуть містити такі основні функціональні блоки: фокусуючий вузол, спектральні та поляризаційні світлофільтри, блок модуляції, сканер. Більш складні оптичні системи додатково можуть містити коліматори, світлоподільники, компенсатори зсуву зображення, розфокусування тощо. Найбільший вплив на функціональну якість оптичної системи має фокусуючий вузол, який зазвичай можна назвати об'єктивом. Призначення об'єктивів полягає, в першу чергу, у формуванні зображення простору об'єктів необхідної якості [1]. Конструктивно об'єктиви бувають лінзовими, дзеркальними та дзеркально-лінзовими.

Лінзові об'єктиви також поділяють на кілька типів, наприклад, двухлінзові, триплети, світлосильні об'єктиви, ширококутові, телеоб'єктиви тощо. У зв'язку з високими вимогами до якості зображення з одного боку, та значними втратами випромінювання в ІЧ матеріалах з іншого боку, лінзові об'єктиви, що використовуються в ІЧ ОЕСС, намагаються зробити з мінімальною кількістю лінз. Для абераційної корекції використовують асферичні поверхні лінз. Перевагою лінзових систем є значні можливості абераційної корекції, великі поля зору, технологічна простота конструкції, можливість сполучення функції захисного скла й першого компонента, мале він'єтування по полю зору.

Найменшу відстань від першого компонента до заднього фокуса забезпечують телеоб'єктиви. Вони містять перший позитивний компонент і другий негативний компонент, розташований на певній відстані від першого. Кожен компонент складається з декількох лінз. У телеоб'єктиві задня головна площина винесена на деяку відстань уперед від першого компонента, у результаті чого відстань від першого компонента до заднього фокуса в (1,3 - 1,8) рази менше його фокусної відстані.

Лінзовим об'єктивам властиві такі недоліки, як велике селективне поглинання в ряді ділянок оптичного спектра, порівняно великі хроматичні аберації, великі поздовжні габарити.

Ці недоліки відсутні в дзеркальних системах, основними перевагами яких є можливість роботи в широкому спектральному діапазоні з малими втратами потоку, відсутність хроматизму, невеликі поздовжні габарити, що приводить до зменшення маси ОЕСС. Основними недоліками дзеркальних систем є екранування частини випромінювання, що знижує функцію передачі модуляції (ФПМ), труднощі боротьби із прямими засвічуваннями, незначні поля зору й велике він'єтування по полю зору. У дзеркальних об'єктивах поліпшення абераційних якостей обмежується малою кількістю корекційних параметрів і часто досягається використанням дзеркальних асферичних поверхонь. Крім того, сучасні дзеркальні системи для запобігання він'єтування променів будують за поза осьовими схемами.

Деякі із вказаних вище недоліків відсутні в дзеркально-лінзових системах, у яких можна досягти більших відносних отворів і значних кутів поля зору. Дзеркально-лінзові схеми мають більшу у порівнянні із дзеркальними системами кількість корекційних параметрів, серед яких

найбільше значення мають показники заломлення матеріалу лінз. Застосування менісків і дзеркал Манжена (дзеркала із внутрішнім відбиттям) дозволяє створювати об'єктиви без використання асферичних поверхонь, виготовлення й контроль яких викликає значні труднощі.

Розглянемо деякі типові схемотехнічні рішення об'єктивів, що використовуються в ОЕСС.

1.2.1 Лінзові об'єктиви

Для виготовлення лінзових елементів в ІЧ області спектру використовують германій (Ge), селенід цинку (ZnSe), інколи безкисневе скло та скло із CdTe. Матеріали на основі галогеніду талію (KRS5, KRS6) характеризуються високим пропусканням, але є дуже токсичними [2, 3]. Галогеніди лужних металів мають невисокий показник заломлення і є дуже гігроскопічними. Для середньої ІЧ області спектру вибір матеріалів ширший, але оскільки вигідніше використовувати матеріали з великим показником заломлення, тому зазвичай використовують германій і селенід цинку, а не, наприклад, фториди (CaF_2) або сапфір.

Перераховані матеріали мають велике значення коефіцієнта дисперсії, тому у деяких випадках не проводиться корекція хроматичних аберацій. Але із підвищенням вимог до інфрачервоних систем з'являється необхідність виправляти і хроматичні аберації. Одним з шляхів ахроматизації є використання дифракційних лінз (ДЛ), що також дозволяє відмовитися від використання специфічних оптичних матеріалів та дещо спростити конструкцію. Крім того, оскільки розміри та глибина канавок ДЛ визначаються розрахунковою

довжиною хвилі, то виготовлення інфрачервоних ДЛ є більш технологічним, ніж ДЛ для роботи у видимій області спектру [4].

Удосконалення широкоспектральних ІЧ об'єтивів із незначною кількістю оптичних компонентів, поліпшення їх вихідних характеристик потребує використання нових методів корекції аберацій, зокрема, хроматизму. У системах, призначених для роботи в ІЧ області спектру, переважною елементною базою котрих є рефракційні лінзи, основним підходом виправлення хроматизму є використання матеріалів із різними коефіцієнтами дисперсії [2, 3]. Можливості традиційного методу ахроматизації об'єтивів зазвичай обмежені, оскільки часто потребують використання незвичних матеріалів, котрі є достатньо дорогими і специфічними у використанні.

Введення ДЛ у конструкцію об'єтивів здійснюється шляхом нанесення дифракційних зон на (зазвичай плоску) поверхню рефракційної лінзи. Рефракційна лінза, що містить дифракційну поверхню називається гібридною лінзою [5, 6, 7, 8, 9]. Корекція хроматизму ДЛ можлива завдяки її від'ємній по відношенню до рефракційної лінзи дисперсії. Від'ємна дисперсія ДЛ призводить до того, що світло із меншою довжиною хвилі фокусується на більшій відстані, ніж світло із більшою довжиною хвилі, а у випадку рефракційної лінзи – навпаки (рис.1.1).

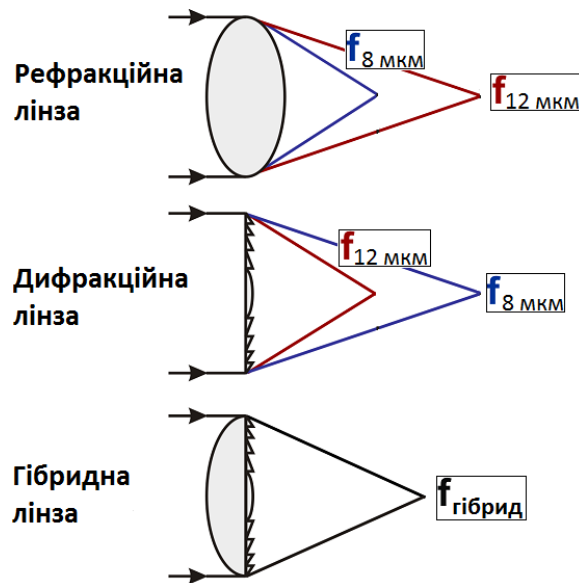


Рисунок 1.1 – Ахроматична гібридна лінза

Тому поєднавши ці два елемента можна практично повністю виправити хроматизм. Оскільки дисперсійність ДЛ дуже велика, то дифракційна поверхня гібридної лінзи повинна мати малу оптичну силу [7, 8].

На рис.1.2 зображено інфрачервоний кремнієво-германієвий об'єктив, що працює в середньому інфрачервоному діапазоні (3 - 5) мкм [10]. Фокусна відстань об'єктива складає 100 мм, відносний отвір - 1:2. Сферична аберація і кома дуплету незначні, але проявляються астигматизм і кривизна поля, тому для коректної роботи робоче поле зору об'єктива не перевищує $\pm 2^\circ$ (максимальне значення на діаграмі аберацій менше 0,1 мм).

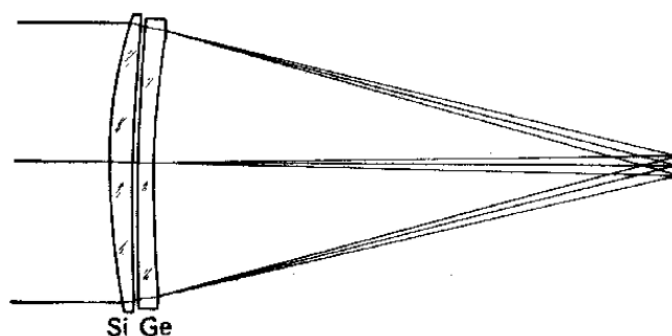


Рисунок 1.2 – Лінзовий двохелементний ІЧ об’єктив

Еквівалентом такого двохелементного об’єктиву є одноелементний германієвий меніск, на одній стороні якого нанесена дифракційна структура (рис. 1.3) [10]. На відміну від дуплету, для отриманого об’єктиву окрім астигматизму та кривизни поля характерна наявність сферичної аберації для крайніх довжин хвиль заданого спектрального діапазону. Сферичну аберацію гібридного елемента можна виправити шляхом заміни сферичної поверхні, що не містить ДЛ, на асферичну. У результаті отримується асферичний гібридний германієвий об’єктив, що забезпечує такі ж вихідні характеристики, що і лінзовий двохелементний об’єктив.

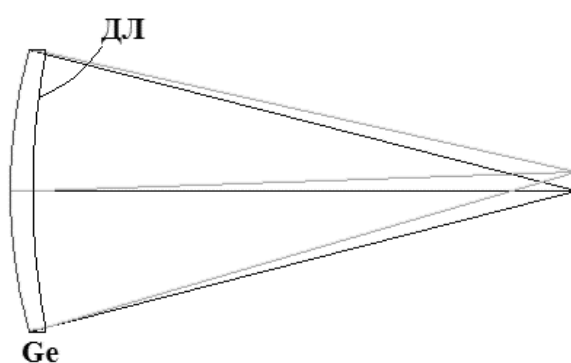


Рисунок 1.3 – Одноелементний гібридний ІЧ об’єктив

На рис.1.4 зображено чотирьохелементний інфрачервоний об’єктив Пецваля, котрий також працює у середньому ІЧ діапазоні (3 - 5) мкм. Фокусна відстань об’єктива складає 176 мм, поле зору – $\pm 0.5^\circ$,

відносний отвір - 1:1,1 [10]. Лінзи об'єктива виготовлені із кремнію (дві лінзи), германію і селеніду цинку. Аберації такого об'єктива по відношенню до двохелементного зменшені у середньому у чотири рази.

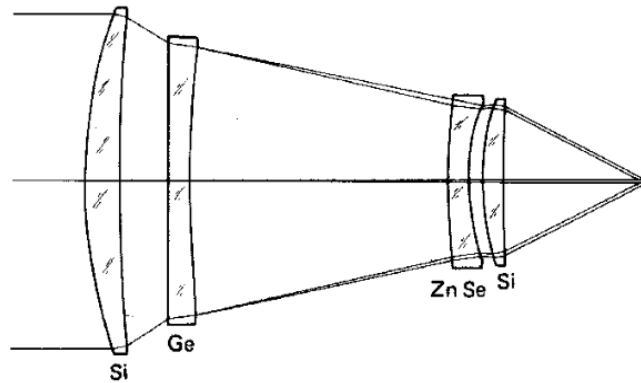


Рисунок 1.4 – Чотирьохелементний ІЧ об'єктив Пецваля

Шляхом компонування двох асферично-дифракційних менісків із сульфіду цинку (рис. 1.5) можна отримати об'єктив, вихідні характеристики котрого наближаються до вихідних характеристики чотирьохелементного об'єктива [10]. Аберації гібридного об'єктива дещо гірші у порівнянні із рефракційним прототипом. Проте вага гібридно-асферичного об'єктива складає 1,1 кг, що на 0,8 кг менше ваги чотирьохелементного об'єктива, а вартість асферично-дифракційного об'єктива складає 1/3 вартості чотирьохелементного.

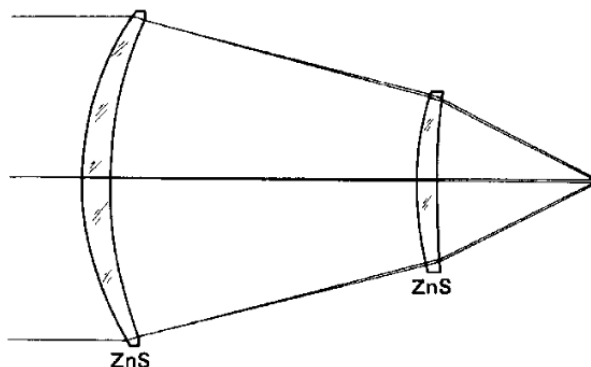


Рисунок 1.5 – Двохелементний гібридно-асферичний ІЧ об'єктив

Для забезпечення огляду простору у великих кутах поля зору перед об'єктивом можна встановити ІЧ телескопічну систему. Схема такої ІЧ скануючої системи представлена на рис. 1.6 [2]. Система складається із об'єктива тепловізора (зображувальна лінза), системи сканування (скануюче дзеркало) та дифракційного телескопу, котрий представлений у вигляді двох позитивних лінз (об'єктив і окуляр). При компонованні двох оптичних систем для найбільш ефективної передачі дуже важливо дотримуватися принципу, щоб вихідна зіниця першої системи співпадала із вхідною зіницею другої. Вхідною зіницею скануючої ІЧ системи є скануюче дзеркало. Оскільки система Кеплера має зовнішнє розташування вихідної зіниці, то наведений принцип легко виконати.

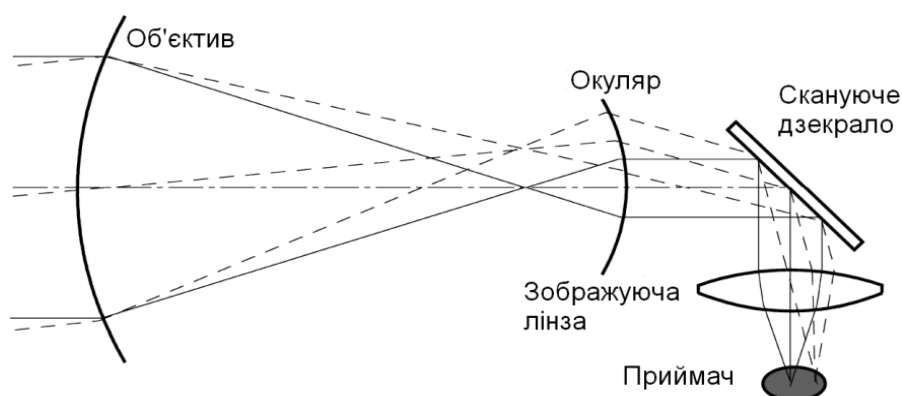


Рисунок 1.6 – Схема скануючого тепловізора із ІЧ телескопом

Конструкція телескопа Кеплера із двох позитивних елементів має чотири ступені свободи: параметр прогину поверхонь та їх фазові коефіцієнт четвертого порядку [11]. Таким чином, для контролю аберацій третього порядку існує чотири ступеня свободи. Абераційний розрахунок об'єктива і окуляра здійснюється за допомогою абераційних виразів звичайної дифракційної лінзи [12, 13]. При цьому для об'єктива

використовуються рівняння для апертури, розташованої безпосередньо перед елементом, а для окуляра - рівняння для зміщеної апертури.

Аберації об'єктива такі ж як і для дифракційної пейзажної лінзи, оскільки апертура розташована безпосередньо перед лінзою, а об'єкт – у нескінченності; дисторсія і кривизна поля дорівнюють нулю. Лінза окуляра розраховується у зворотному напрямку: зображення розташоване у нескінченності, а діафрагма зміщена до положення лінзи об'єктива. Кривизна поля, як і у випадку об'єктива, дорівнює нулю. Великою дисторсії корегує кутове збільшення між вхідними і вихідними променями, враховуючи збільшення всієї системи [11].

Дифракційний телескоп має наступні параметри [11]:

- діаметр об'єктива 100 мм;
- діаметр окуляра 53,6 мм;
- збільшення $5\times$;
- розрахункова довжина хвилі 10,6 мкм;
- фокусна відстань об'єктива 200 мм;
- фокусна відстань окуляра 40 мм;
- $f_{об}/D_{об}=2$, $f_{ок}/D_{ок}=0,75$.

Діаметр окуляра менше 54 мм, тому він'єтування в системі відсутнє. Проте оптично сильний окуляр із-за значної кількості дифракційних зон може бути не технологічним. Одним із підходів усунення цієї проблеми є поділ лінзи окуляра на дві з однаковими оптичними силами. Дослідження показали, що дифракційна ефективність двохелементного телескопа складає 0,896 і 0,814 для кута поля зору 0° і 4° відповідно, а для трьохелементного - 0,897 і 0,818. До того ж, мінімальна ширина зони двохелементного телескопу складає приблизно 16 мкм, що в умовах сучасного обладнання легко виконати.

Двохелементна конструкція при вхідному куті 4° (вихідний кут 20°) має помилку хвильового фронту меншу ніж $1/60$ від довжини хвилі.

Телескоп з широким полем зору для роботи в інфрачервоній області спектру (8 - 12) мкм складається із шести сферичних лінз (рис. 1.7) [14].

Чотири лінзи виготовлені із германію, а дві - із селеніду цинку. Перша і третя лінзи виконані у вигляді позитивних менісків, друга і п'ята - негативних менісків, четверта і шоста - це лінзи з позитивними оптичними силами. Така конструкція телескопа використовується для пошуку об'єкта. Після наведення на об'єкт спостереження друга, третя і четверта лінза виводяться із конструкції. У результаті отримується телескоп із вузьким полем зору, котрий має кращу якість зображення (рис. 1.8).

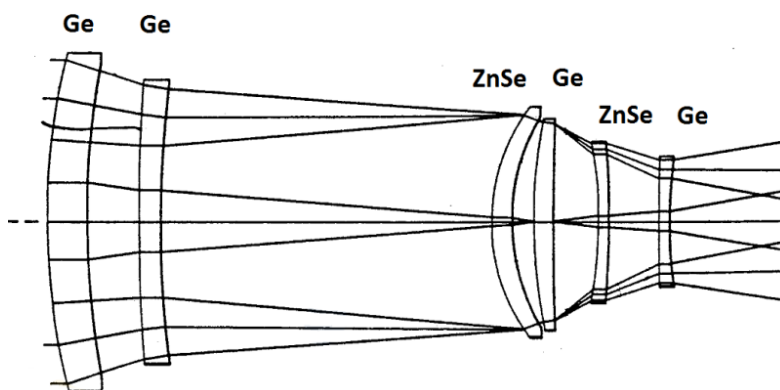


Рисунок 1.7 – ІЧ телескоп в широкому полі зору

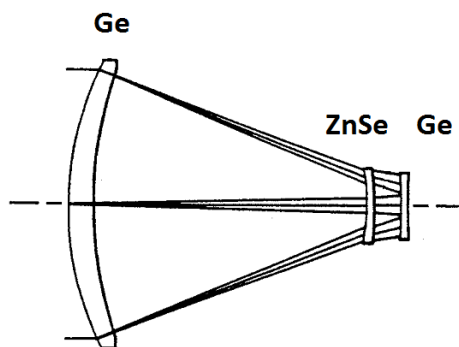


Рисунок 1.8 – ІЧ телескоп із вузьким полі зору

На рис. 1.9 зображено чотирьохелементний рефракційно-дифракційний інфрачервоний телескоп, всі лінзи якого виготовлені із германію. Дві перші лінзи телескопа є гібридними, одна поверхня яких асферична, а друга - дифракційна. Перша лінза - це позитивний меніски, друга і четверта лінзи - негативні меніски, третя - це лінза з позитивною оптичною силою. Шляхом виведення другої і третьої лінзи отримується телескоп з вузьким полем зору (рис. 1.10).

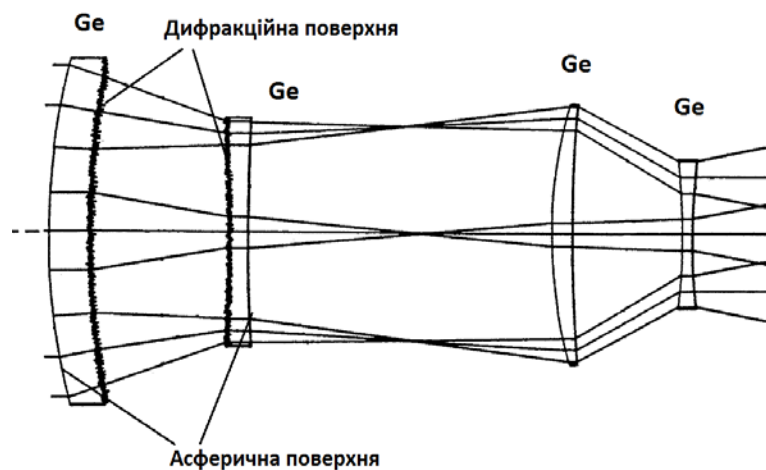


Рисунок 1.9 – Чотирьохелементний рефракційно-дифракційний ІЧ телескоп із широким полем зору

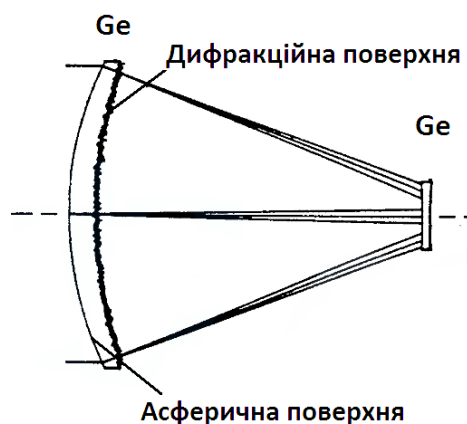


Рисунок 1.10 – Двохелементний рефракційно-дифракційний ІЧ телескоп із вузьким полем зору

Дифракційні поверхні телескопа розраховані для довжини хвилі 10мкм, а максимальна глибина канавки мікроструктури складає 3,33 мкм. Неперервна зміна глибини канавок ДЛ апроксимована шістнадцяти-ступінчатими фазовими рівнями $\pi/8$, що забезпечує дифракційну ефективність 99% [14].

Оптичні характеристики отриманого рефракційно-дифракційного телескопа дещо покращені у порівнянні із рефракційним телескопом. Сферична аберація рефракційно-дифракційного телескопа має третій порядок, а рефракційного – п'ятий, проте перший має зменшені хроматизм та сферохроматизм. Окрім зменшення розмірів, ваги та ціни, рефракційно-дифракційний телескоп менш чутливий до похибок юстування.

Проектування ОС не завершується корекцією її аберацій. Конструктор має враховувати багато інших факторів, котрі можуть впливати на оптичні характеристики системи. Одним із таких чинників є коливання температури, при яких буде працювати ОС. Для врахування термічного впливу на оптичні характеристики ОС необхідно враховувати коефіцієнт теплового розширення матеріалів механічних та оптичних елементів конструкції, зміну показників заломлення матеріалів оптичних компонентів та оточуючого середовища (зазвичай, повітря). Таким чином, у результаті коливання температури змінюються всі конструктивні параметри об'єтивів, що призводить до зміни її фокусної відстані. Зміна фокусної відстані об'єтивів зі зміною температури виражається через коефіцієнт термічного дефокусування (КТД) [15]. Наприклад, германій має $\text{КТД} = -124,95 \times 10^{-6} / ^\circ \text{C}$ (див. табл. 1.1) , від'ємний знак означає, що при збільшенні температури фокусна

відстань зменшується. Отже при збільшенні температури на 10С у лінзи із германію при $f = 100\text{мм}$ фокусна відстань зменшиться на 124,95 мкм [16, 17].

Таблиця 1.1 - Рефракційний та дифракційний КТД деяких оптичних матеріалів

Матеріал	$x_{f,r}$	$x_{f,d}$
BK7	0.98	14.20
FK52	27.50	
SF11	-10.61	12.20
Акрил	315.00	129.00
Полікарбонат	246.00	131.00
Плавлений кварц	-21.10	1.10
ZnS	-36.45	12.91
ZnSe	-28.09	14.51
Ge	-124.95	11.31

Для мінімізації впливу температури на оптичні характеристики об'єктивів проводиться їх атермалізація. На сьогодні відомо декілька механічних та оптичних методів атермалізації [18]:

- Механічний пасивний.

Основний принцип методу полягає у пасивному переміщенні оптичних елементів вздовж оптичної вісі з метою компенсації зсуву зображення. Це переміщення досягається природнім розширенням або звуженням механічних компонент.

- Механічний активний;

Переміщення оптичних елементів виконується або вручну, або електромеханічним пристроєм. Зазвичай використовується двигун, що по сигналу із теплового датчика переміщує атермалізаційний елемент в необхідне положення.

- Оптичний пасивний;

Полягає у підборі матеріалів оптичних елементів, сумарний фокусний зсув яких буде мінімальним.

- Оптико-механічний;

Оптика зі зменшеною чутливістю до температури може бути доатермалізованою з використанням незначного активного або пасивного переміщення.

- Пасивно-активно механічний;

Передбачає поєднання механічних пасивного і активного методів.

- Рефлективна оптика;

Якщо одиничне сферичне дзеркало і простір між ним і його фокальною площиною виготовлені із одного матеріалу, то така система є самоатермалізованою.

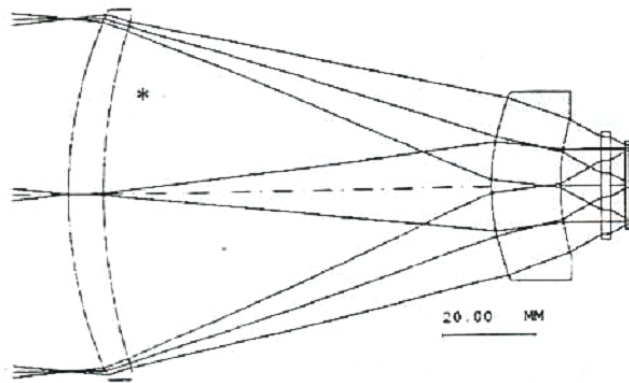
Пасивний підхід атермалізації об'єтивів є більш прийнятним, особливо у випадках, коли маса та габарити конструкції мають бути мінімальними.

КТД ДЛ не залежить від зміни показника заломлення матеріалу, проте у значній мірі залежить від його коефіцієнта теплового розширення. Завдяки такому унікальному КТД ДЛ може успішно використовуватися для атермалізації об'єтивів [19].

На рис. 1.11 зображено об'єтив Пецваля, що використовується у поєднанні із неохолоджувальним приймачем випромінювання. Об'єтив має наступні характеристики [20]:

- спектральний діапазон (8 - 14) мкм;
- фокусна відстань 75 мм;
- $f/D=1$;
- поле зору $\pm 5,5^\circ \times \pm 2,7^\circ$ (діагональ $\pm 6,1^\circ$);

- загальна довжина ≤ 155 мм (від першої поверхні до площини зображення);
- МПФ $\geq 80\%$ при просторовій частоті 9 ліній/мм.



*Асферична поверхня

Рисунок 1.11 – Об’єктив Пецваля

Всі елементи об’єктива виготовлені із германію. Перший елемент є асферичним меніском, другий – сферичний меніск, третій - тонка мікроскануюча пластинка, четвертий – вікно приймача випромінювання. Об’єктиву характерна наявністю нескоригованого первинного хроматизму. У табл. 1.2 описана теоретично розрахована поліхроматична МПФ об’єктива Пецваля при нормальних температурних умовах. Як видно із таблиці, МПФ є наближеною до дифракційно-обмеженої. Проте при коливаннях температури якість зображення помітно погіршується, що відображає рис. 1.12 [20].

Пасивну атермалізацію об’єктива Пецваля можна виконати шляхом заміни першого асферичного елемента групою із трьох рефракційних лінз [20].

Таблиця 1.2 Теоретично розрахована МПФ об'єктива Пецваля при нормальних температурних умовах

Поле зору, град	Поліхроматична МПФ для просторової частоти 9 лін/мм, %	
	сагітальна площа	тангенціальна площа
0	86,0	86,0
3,0	85,6	85,0
6,1	84,2	82,7

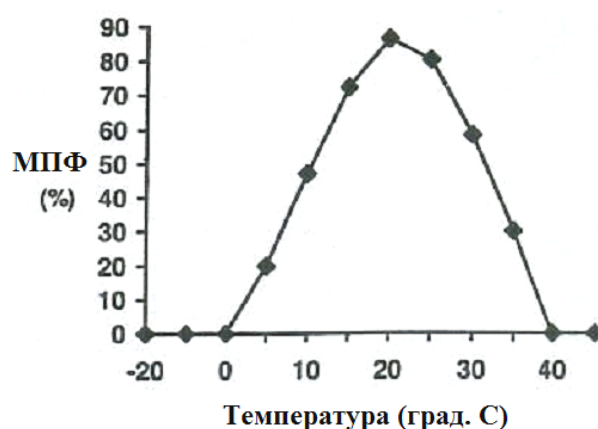


Рисунок 1.12 – Значення осьової МПФ на просторовій частоті 9 лін/мм у діапазоні температур від -20°C до $+50^{\circ}\text{C}$

В якості матеріалів цієї групи лінз використовують германій, цинк селеніду та цинк сульфід. Проте цинк сульфід має низьке пропускання у заданому діапазоні хвиль. Також заміна однієї лінзи трьома значно підвищує масу, габарити та ціну об'єктива.

Використання гібридної лінзою є альтернативною традиційній пасивній атермалізації. Асферична лінза об'єктива замінюється двома лінзами, одна із яких є гібридною. У таблиці 1.3 наведено набір рішень атермалізованої гібридної групи лінз для об'єктива Пецваля. Фокусна відстань атермалізованої гібридної групи складає 120 мм. Оптичні сили

та хроматизм представлені по відношенню до загальної оптичної сили об'єктива ϕ .

Таблиця 1.3 Атермалізована група лінз для об'єктива Пецваля

Комбінація матеріалів	Оптичні сили елементів			Хроматизм	Кількість зон
	ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3		
1. Ge/ДЛ/ZnSe	-0,6200 ϕ	0,0653 ϕ	1,5547 ϕ	-0,00159 ϕ	44
2. Ge/ДЛ/ZnS	-0,5533 ϕ	0,1526 ϕ	1,4006 ϕ	-0,00453 ϕ	104
3. Ge/ДЛ/AMTIR I	-0,6371 ϕ	0,0330 ϕ	1,6041 ϕ	-0,00084 ϕ	22
4. Ge/ДЛ/GaAs	-1,2220 ϕ	0,0487 ϕ	2,1733 ϕ	-0,00128 ϕ	32
5. Ge/ДЛ/KRS5	0,5795 ϕ	0,0079 ϕ	0,4126 ϕ	-0,00002 ϕ	5
6. ZnSe/ДЛ/Ge	1,5527 ϕ	0,0652 ϕ	-0,6179 ϕ	-0,00158 ϕ	43
7. Ge/ДЛ/ZnS	-0,6700 ϕ	2,7178 ϕ	-1,0478 ϕ	-0,00061 ϕ	–

Наведені рішення забезпечують не лише компенсацію температурних коливань, а і хроматичну корекцію. Значення оптичної сили ДЛ у значній мірі залежить від того, на лінзі з якого матеріалу нанесені дифракційні зони (у таблиці 1.3 комбінація матеріалів №1 і №6). Тому поєднання двох матеріалів і ДЛ має два різних рішення атермалізації об'єктивів. Гібридна атермалізація об'єктива у значній мірі обмежується великою дисперсійністю ДЛ, тому рефракційні компоненти у більшій мірі виконують атермалізацію, а ДЛ – ахроматизацію. Хроматизм германієвої асферичної лінзи, яка замінюється атермалізованою групою, складає -0,00117 ϕ , таким чином запропоновані у таблиці 1.3 рішення є достатньо ахроматичними.

Очевидно, що з точки зору оптичних характеристик найбільш вигідним є рішення №5, проте KRS5 відносно добре розчиняється у воді, токсичний, у звичайному вигляді чутливий до температури.

Рішення №2 також не є прийнятним, оскільки характеризується значним хроматизмом, ДЛ має багато дифракційних зон, а ZnS має відносно низький коефіцієнт пропускання світла. Рішення №1 є найбільш прийнятним, оскільки ZnSe широко використовується у заданому спектральному діапазоні і має задовільні технічні характеристики. Хоча хроматизм та кількість зон більші, ніж у групи №3, проте вихідні характеристики все ж задовільні. До того ж AMTIR I характеризується значним тепловим розширенням. Щодо рішення №4, то із-за значної оптичної сили лінзи із GaAs розміри та маса об'єктива значно збільшуються.

На рис. 1.13 зображено атермалізований ахроматичний гібридний об'єктив Пецваля. Теоретична поліхроматична МПФ такого об'єктива для просторової частоти 9 лін/мм показана у табл.1.4 [20]. Значення у таблиці 1.4 розраховувались за умови, що все світло із заданого спектрального діапазону фокусується у перший дифракційний порядок. Проте усереднена по всьому спектральному діапазоні дифракційна ефективність у першому порядку згідно скалярної теорії дифракції складає 95%. Таким чином, МПФ слід промасштабувати на усереднене значення дифракційної ефективності. У результаті цього теоретичне значення осьової поліхроматичної МПФ для просторової частоти 9 лін/мм складатиме 79%. У свою чергу температурна варіація фокусної відстані ДЛ також призводить до пониження її дифракційної ефективності. Проте цей вплив є відносно незначним, тому не враховуються при оцінці МПФ. Практичні дослідження МПФ модифікованого об'єктива Пецваля підтверджують теоретичні розрахунки.

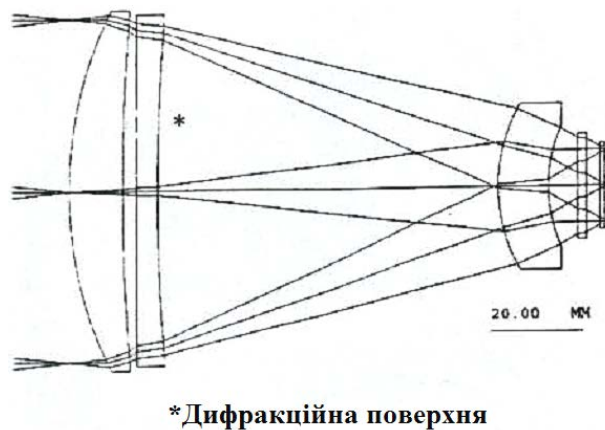


Рисунок 1.13 – Атермалізований ахроматичний гібридний об’єктив Пецваля

Таблиця 1.4 - Теоретично розрахована МПФ модифікованого об’єктива Пецваля

Поле зору, град	Поліхроматична МПФ для просторової частоти 9 лін/мм, %	
	сагітальна площа	тангенціальна площа
0	83,8	83,3
3,0	82,7	80,4
6,1	80,5	79,5

Таким чином, атермалізовані гібридні об’єктиви здатні забезпечувати високу якість зображення. Використання ДЛ значно розширює кількість можливих варіантів атермалізованих груп, та сприяє зменшенню ваги та розмірів атермалізованих об’єктивів.

1.2.2 Дзеркальні об’єктиви

Дзеркальні об’єктиви дозволяють комплексувати спектральні канали ОЕСС в одному входному блоці. Тому, не зважаючи на певні труднощі абераційної корекції ці об’єктиви використовуються дуже

часто. У дзеркальному об'єктиві, зображеному на рис. 1.14, а усунуте центральне екранування. Об'єktiv працює позаосьовим полем зору.

Відносний отвір об'єктива $D_{\text{вх.з}}/f'_{\text{об}} = 1/1,5$.

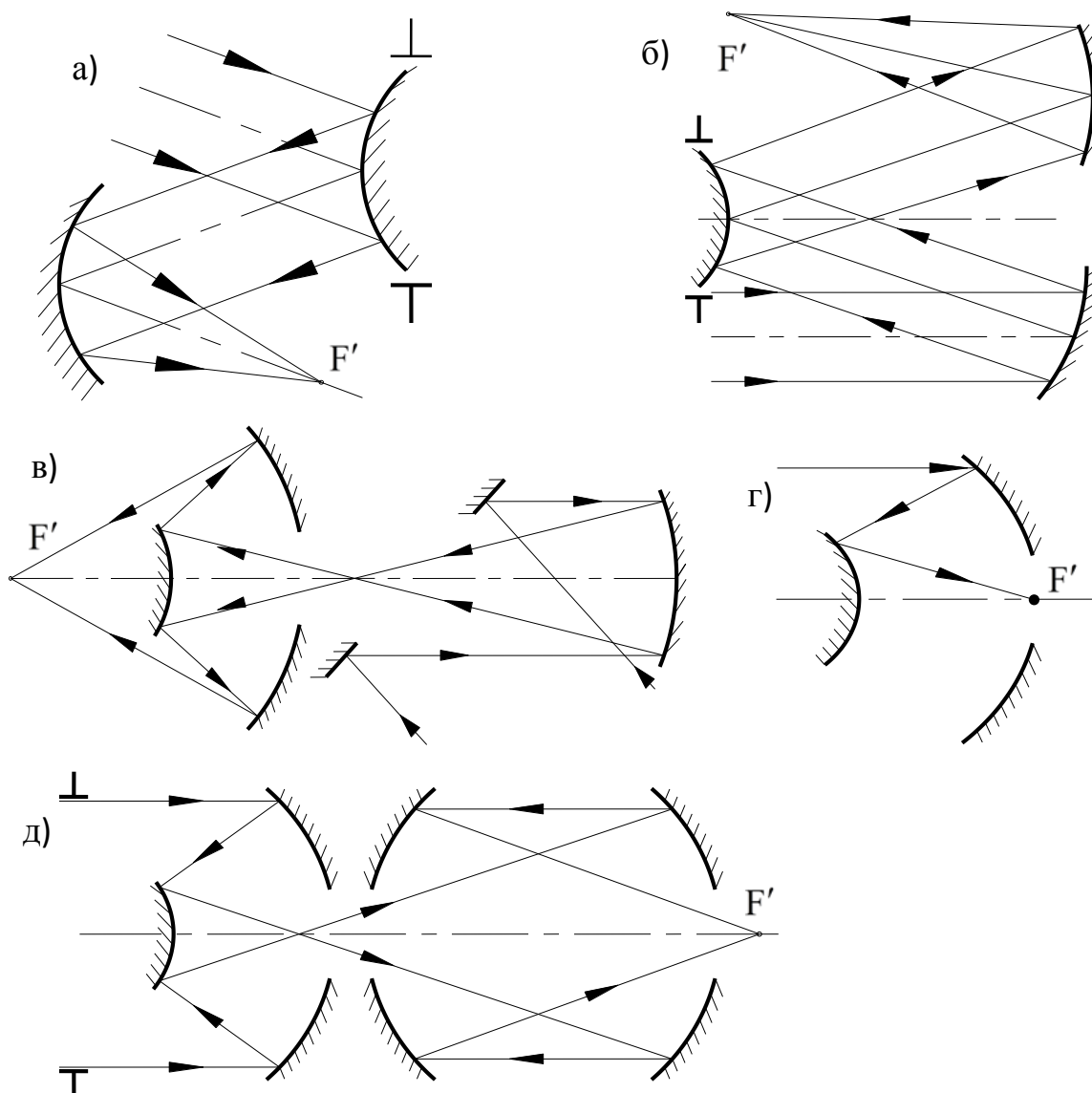


Рисунок 1.14 - Дзеркальні об'єктиви

У дзеркальному об'єктиві, зображеному на рис. 1.14, б, також використовується позаосьове поле. За рахунок використання 3-х дзеркал, ця система є більше гнучкою в корекційному плані. Відносний

отвір цього об'єктива $D_{\text{вх.3}}/f'_{\text{об}} = 1/3$, поле зору може доходити до $2\beta = 18^\circ$.

Об'єктив складний у виготовленні, тому що потрібно виготовляти позаосьові асферичні дзеркала. Якість зображення об'єктива близька до дифракційного у ближньому ІЧ діапазоні.

На рис. 1.14, в зображено дзеркальний об'єктив «Тезей». У цьому об'єктиві є похиле плоске дзеркало, установлене в районі проміжного фокуса. Його можна використати також як скануючий елемент.

Відносний отвір об'єктива $D_{\text{вх.3}}/f'_{\text{об}} = 1/2,5$; поле зору $2\beta = 5 - 7^\circ$. Всі три дзеркала мають форму асферики високого порядку. Максимальний відступ від найближчої сфери становить величину 0,2 мм, градієнт – 6 мкм/мм.

На рис. 1.14, г зображено дзеркальний об'єктив з фокусною відстанню $f'_{\text{об}} = 1000$ мм, відносним отвором $D_{\text{вх.3}}/f'_{\text{об}} = 1/2,5$; полем зору $2\beta = 30'$.

На рис. 1.14, д зображено об'єктив «Рефлектор». Група із двох перших дзеркал (система типу Кассегрена) будує проміжне зображення поблизу вершини первинного дзеркала, у центральній частині якого виконаний отвір. Далі система із третього й четвертого дзеркал перекидає проміжне зображення з деяким збільшенням у фокальну площину всієї системи. Всі чотири дзеркала асферики високого порядку. Максимальна асферичність досягає (0,35 – 0,4) мм при градієнті (13 – 14) мкм/мм. Фокусна відстань об'єктива $f'_{\text{об}} = 800 - 1500$ мм, світлосила $D_{\text{вх.3}}/f'_{\text{об}} = 1/1,5 - 1/2$, поле зору до $2\beta = 10^\circ$. Якість об'єктива є близькою до дифракційного для далекої ІЧ-області спектра.

1.2.3 Дзеркально-лінзові об'єктиви

Дзеркально-лінзові об'єктиви забезпечують достатню абераційну корекцію при малих повздовжніх розмірах і великій фокусній відстані. Дзеркально-лінзовий об'єктив «МТО-500» видимого діапазону спектру, зображений на рис. 1.15, а має фокусну відстань $f'_{об}=500$ мм, відносний отвір $D_{вх.з}/f'_{об}=1/8$, поле зору $2\beta=5^\circ$, загальну довжину 121 мм.

Дзеркально-лінзовий об'єктив «МТО-1000», зображений на рис. 1.15, б має фокусну відстань $f'_{об}=1000$ мм, відносний отвір $D_{вх.з}/f'_{об}=1/10$, поле зору $2\beta=2,5^\circ$, загальну довжину 181 мм.

На рис. 1.15, в зображено дзеркально-лінзовий об'єктив, що складається із двох сферичних дзеркал і двох афокальних компенсаторів: один із яких установлюється в паралельному пучку, а іншої – у вихідному. Другий компенсатор розміщений між вершиною другого дзеркала й фокальною площиною. При фокусній відстані порядку $f'_{об}=300$ мм, відносний отвір $D_{вх.з}/f'_{об}=1/1,5$, поле зору порядку $2\beta=10^\circ$. Об'єктив практично виправлений на всі аберації, крім дисторсії.

На рис. 1.15, г показано дзеркально-лінзовий об'єктив з лінзовим компенсатором, що має позитивну оптичну силу. Цей компенсатор добре сполучається з дзеркально-лінзовим елементом у вигляді лінзи Манжена. Так як компенсатор й елемент, що відбиває, не забезпечують повної компенсації хроматичної аберації, а також астигматизму й дисторсії, то для такої компенсації цих аберацій перед зображенням установлені дві лінзи.

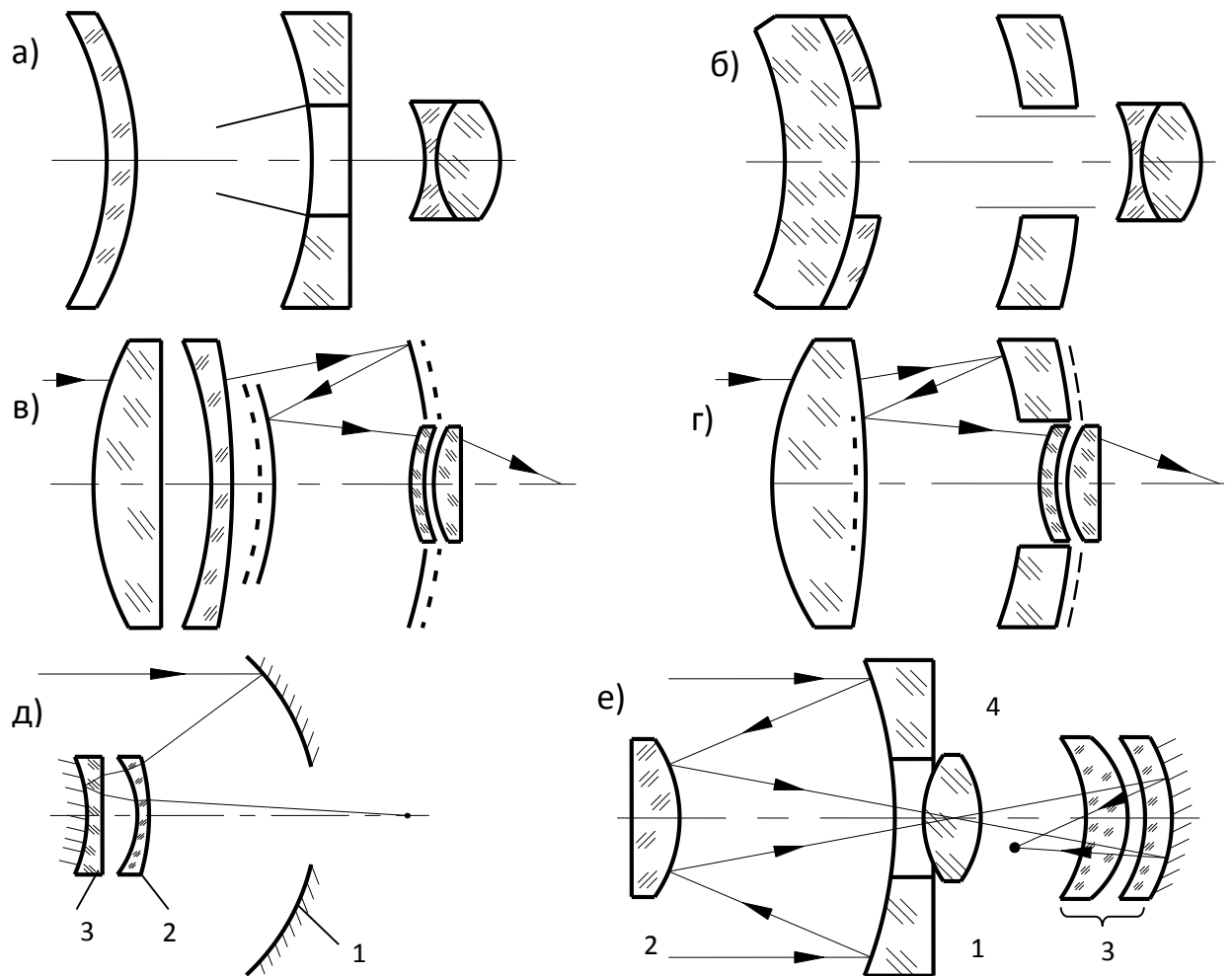


Рисунок 1.15 - Дзеркально-лінзові об'єктиви

На рис. 1.15, д зображено дзеркально-лінзовий об'єктив, що містить головне сферичне дзеркало 1, квазіфокальний меніск 2 і негативну лінзу з відбиваючою поверхнею 3. Квазіфокальна меніскова лінза 2, установлена в подвійному ході променів поблизу вторинного дзеркала, при заданій товщині володіє двома вільними параметрами – кривизною та різницею радіусів, у зв'язку із чим забезпечується корекція двох аберацій сферичної та коми. Через малу різницю радіусів така лінза вносить у систему лише досить невеликі хроматизм положення й збільшення. Застосування дзеркала Манжена 3, виконаного з того ж матеріалу, що й меніск 2, дозволяє компенсувати хроматизм положення будь-якого знаку. Корекційні можливості

коректора розширюються при використанні в ньому стекол різних марок, близьких по дисперсії, але які значно відрізняються по показнику заломлення. Фокусна відстань об'єктива $f'_{об} \approx 1250 - 1500$ мм. Відносний

отвір $D_{вх.з} / f'_{об} = 1/7 - 1/8$. Поле зору $2\beta \approx 1 - 2^\circ$.

На рис. 1.15, є зображено дзеркально-лінзовий об'єктив, що містить головне дзеркало 1, вторинне дзеркало 2, проєкційний дзеркально-лінзовий компонент 3 і колектив 4. У цьому об'єктиві проміжне зображення переноситься в площину приймача випромінювання з певним збільшенням, а колектив 4 дозволяє зменшити світловий діаметр компонента 3. Якість об'єктива близька до дифракційного у великому діапазоні кутових полів. В об'єктиві використовуються сферичні поверхні із традиційними вимогами до точності виготовлення. Недоліком цього об'єктива є труднощі розміщення фокального вузла з фотоприймальними пристроями.

Розроблювачі ОЕСС, виходячи з технічних вимог і орієнтовного габаритного розрахунку, для подальших розрахунків вибирає один або декілька близьких до передбачуваного типів об'єктивів. При виборі об'єктивів варто виходити з того, що:

- якщо до ОЕСС пред'явлені високі вимоги до роздільної здатності на місцевості і ОЕСС складається з окремих каналів, що мають працювати у вузькому спектральному діапазоні, за основу до подальших розрахунків варто брати лінзовий об'єктив;
- якщо крім високих вимог до роздільної здатності, висуваються вимоги до забезпечення невеликих габаритів і маси, то за основу для подальших розрахунків варто брати лінзовий об'єктив невеликої довжини або дзеркально-лінзовий об'єктив з використанням асферики;

- якщо ОЕСС повинна працювати в широкому спектральному діапазоні або в ІЧ області в діапазоні (2,2 – 14) мкм, то за основу до подальшого розрахунку варто брати дзеркальний об'єктив;
- якщо до ОЕСС пред'являються середні вимоги до роздільної здатності і високі вимоги до маси й габаритів, то за основу до подальших розрахунків варто брати дзеркально-лінзовий об'єктив з використанням сферичних поверхонь із меніском або дзеркал Манжена;
- якщо необхідна довжина ОЕСС порівнянна з фокусною відстанню об'єктива, то за основу до подальших розрахунків варто брати телеоб'єктив.

1.3 Блок приймача випромінювання

Особливості функціонування ІЧ передавальних камер обумовлені різними фізичними процесами при перетворенні електромагнітного випромінювання в електричний сигнал і різною схемотехнікою приладів. В першу чергу це стосується ПВ. Наразі в ІЧ ОЕСС використовуються твердотільні ПВ. За своєю геометрією ПВ можуть бути двох типів – лінійні та матричні. В першому випадку для побудови двомірного зображення необхідно забезпечити сканування поля зору в напрямку, перпендикулярному орієнтації лінійки. Для цього використовують лінійний сканер або поступальний рух носія ОЕСС (в авіаційних або космічних спостереженнях). В другому випадку матриця ПВ, як правило, є повноформатною, тобто додаткового сканування не потрібно. Очевидно, що параметри матричного ПВ (МПВ) в цілому тим гірші, чим меншу частину займає в окремому пікселі його чутлива зона. Для характеристики цих властивостей МПВ зручно

використовувати відношення площі чутливого елемента пікселя $A_D = v_D \times w_D$ до його загальної площі $A_p = V_D \times W_D$, яке називається коефіцієнтом заповнення k_{Dff} (fill-factor), тобто

$$k_{Dff} = \frac{A_D}{A_p}.$$

Сучасні ПВ складаються з розділеного на окремі елементи (пікселі) чутливого шару та електрично пов'язаної з ним системи зчитування та первинної обробки сигналів [21]. ПВ можуть виконуватися за гібридною технологією, коли кожний елемент чутливого шару з'єднується через свій контакт із окремою коміркою схеми зчитування, тобто сам ПВ і схема зчитування формуються в різних фізичних шарах (на різних підкладках), або за монолітною технологією, коли чутливі елементи й комірки схеми зчитування формуються в одному шарі. Схема типового лінійного або матричного ПВ наведена на рис. 1.16. Електричний сигнал з кожного чутливого елемента ПВ 1 підсилюється в буферному попередньому підсилювачі 2 і накопичується протягом періоду кадра в ємності мультиплексора 3. У блоці обробки 4 відбувається попередня корекція неоднорідності чутливості, фонового й темнового струмів чутливих елементів. Потім в АЦП 5 аналогові сигнали перетворюються в цифрові й подаються в блок 6 цифрової обробки, у якому здійснюється точне коректування неоднорідності чутливості елементів ПВ. Розрядність АЦП вибирається такою, щоб рівень квантування був менше рівня адитивного шуму на виході аналогової частини електронного тракту.

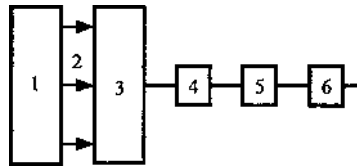


Рисунок 1.16 - Блок-схема фокального матричного ПВ

Для зчитування сигналів звичайно використовуються прилади із зарядовим зв'язком (ПЗЗ), прилади з інжекцією заряду, а також схеми на комплементарних метал-окисел-напівпровідник (КМОН) імпульсних польових транзисторах. Аналіз двох варіантів схем накопичення та мультиплексування сигналів показує, що для ІЧ області спектру доцільнішим є використання КМОН мультиплексорів. Це обумовлено значною щільністю фонового потоку ІЧ випромінювання, що викликає в ПЗЗ мультиплексорах переповнення потенційних ям.

Істотною особливістю сучасних матричних ПВ є операція накопичення заряду, яка реалізована в кожному його елементі. Накопичувальна комірка звичайно виготовляється у вигляді КМОН ємності. Вона складається з металічного електрода, шару діелектрика й напівпровідника (рис. 1.17) [22].

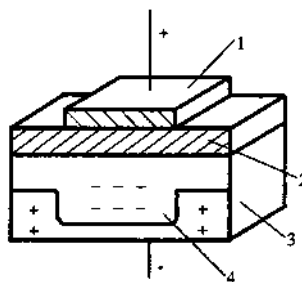


Рисунок 1.17 - КМОН комірка: 1 – електрод; 2 – діелектрик; 3 – напівпровідник; 4 - збіднена область

Коли на електрод подана позитивна напруга, то в поверхні утворюється збіднена область, що відіграє роль потенційної ями

(накопичувальної ємності для неосновних носіїв, що утворюються під дією падаючого на комірку випромінювання). При цьому заряд у широких межах пропорційний падаючому потоку випромінювання. Час зберігання заряду в потенційних ямах визначається часом утримання напруги на електроді.

Для переносу накопичених в окремих комірках зарядів у вихідні пристрої й формування відповідного відеосигналу до електродів КМОН комірок необхідно прикласти відповідні керуючі потенціали. На рис. 1.18 зображена типова схема переносу заряду в елементах трифазного ПЗЗ.

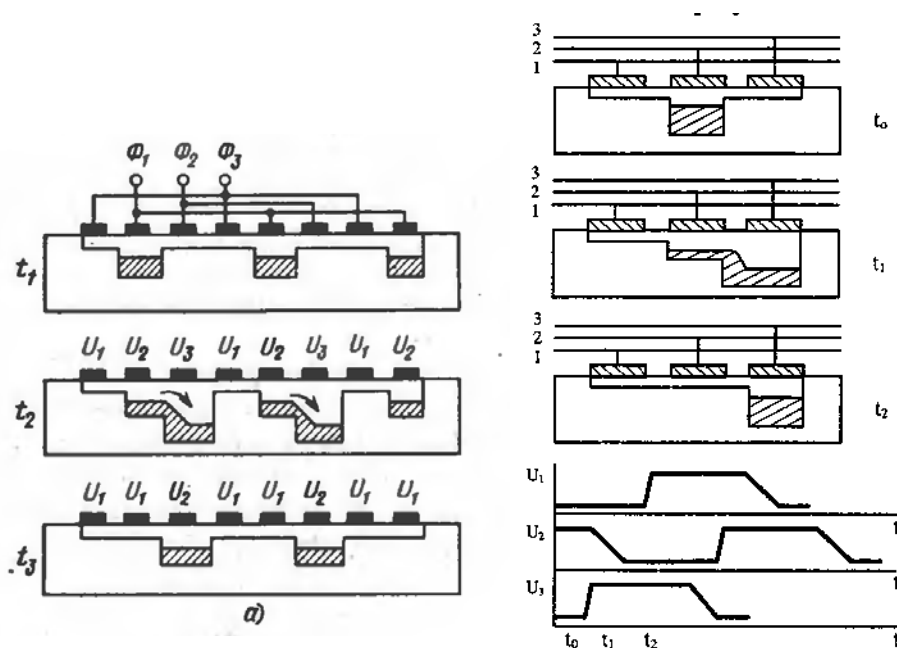


Рисунок 1.18 - Схема накопичення та переносу зарядів в ПЗЗ

Усі одноіменні електроди елемента об'єднані шинами, на які подається трифазна імпульсна напруга. Три електроди в кожному елементі необхідні для того, щоб забезпечити спрямований перенос зарядів. У початковий момент часу t_0 високий потенціал подається на другий електрод, а на першому і третьому електродах потенціал є

низьким. Після накопичення зарядів під другим електродом високий потенціал з нього знімається й подається на третій електрод. При цьому під третім електродом утворюється потенційна яма, куди почнуть переміщатися накопичені раніше заряди. Під перший електрод заряди попадати не будуть, тому що під ним як і раніше залишається низький потенціал. Потім високий потенціал подається на перший електрод і т.д. Втрати при переносі оцінюються одиничною неефективністю переносу та результуючою неефективністю за всю кількість переносів заряду. За рахунок введення фонового заряду (т.зв. "жирний нуль"), що становить приблизно 10% від ємності ями, втрати при переносі зменшуються на порядок. У розглянутій схемі перенос здійснюється біля поверхні розділу окисел-напівпровідник, де глибина потенційної ями є максимальною. Такий перенос характерний для ПЗЗ із поверхневим каналом. Більшу ефективність переносу зарядів забезпечує ПЗЗ із об'ємним каналом, рух зарядів у якому відбувається в об'ємі напівпровідника і який не вимагає введення фонового заряду.

У матричних ПВ найбільш поширеними є два типи переносу - кадровий і рядковий (рядково-кадровий). У ПЗЗ із кадровим переносом КМОН комірки розташовані у вигляді матриці з вертикальними стовпцями й горизонтальними рядками. Одна половина матриці - прийомна секція, у якій утворюються фотогенеровані зарядові пакети, друга половина - накопичувальна секція. Зарядові пакети після закінчення накопичення швидко переносяться в захищену від випромінювання секцію пам'яті. Протягом наступного кадра в гніздах прийомної секції відбувається нове накопичення, а сигнальні заряди попереднього кадра повільно рядково пересуваються у вихідний регістр і поелементно переводяться у вихідний пристрій.

При рядковому переносі між фоточутливими комірками розміщуються екрановані рядкові реєстри переносу. Після завершення експозиції зарядові пакети швидко передаються на рядкові реєстри. Далі здійснюється перенос до вихідного реєстру і до підсилювача.

При кадровому переносі ефективність використання падаючого випромінювання майже стовідсоткова. При рядковому переносі рядкові реєстри займають багато місця, що знижує ефективність використання випромінювання. Однак вимоги до ефективності переносу зарядів при цьому є менш жорсткими.

У сучасних ІЧ ОЕСС використовуються фокальні матриці наступних основних видів [21]: гібридні, монолітні, квантово-розмірні структури, мікроболометричні матриці, піроелектричні матриці, термоелектричні матриці.

У гібридних ПВ перетворення оптичного сигналу в електричний і його наступна обробка відбуваються роздільно у двох різних секціях. Перевагою такого рішення є можливість роздільної оптимізації приймальної та зчитувальної секції. Для створення приймальної секції можна використовувати матеріал, що найбільш повно задовольняє відповідним вимогам по робочій температурі, спектральному робочому діапазону, топології елементів, а для зчитування сигналів - матеріал, найбільш відпрацьований технологічно (звичайно - кремній).

Найвищу чутливість і швидкодію забезпечують фотодіодні структури на основі твердого розчину HgCdTe (КРТ, Mercury Cadmium Telluride), що працюють у фотовольтаїчному режимі при робочих температурах (80–120) К в діапазонах спектра (3-5) і (8-12) мкм. Значною перевагою цього матеріалу є можливість зміщувати спектр фоточутливості в необхідний робочий спектральний діапазон від 1,5

мкм до 12 мкм шляхом зміни кількості складових матеріалів. Матриці на КРТ здатні працювати при температурах порядку 180 К, які неважко забезпечити термоелектричними системами охолодження.

Також досить чутливими й швидкодіючими є фотодіодні матриці на базі InSb з робочою температурою (60-120) К, які працюють в діапазоні спектра (1-5,5) мкм.

Для гібридних МПВ характерною є висока квантова ефективність (60-80) %, що обумовлює гранично високі значення виявлювальної здатності. Однак високоякісні гібридні ПВ є досить дорогими.

До монолітних структур відносяться насамперед матриці на діодах Шоткі, що містять у граничному шарі контакту метал-напівпровідник потенційний бар'єр. Діоди Шоткі виготовляють з кремнію з використанням металів, які вступають із ним у хімічну реакцію з утворенням силіцидів. До таких металів відносяться, наприклад, палладій і платина. Добором металу можна забезпечити чутливість відповідних ПВ від 1 мкм до 15 мкм. Найчастіше використовуються ПВ на базі PtSi в діапазоні спектра (3-5) мкм, технологія виготовлення яких є найбільш відпрацьованою. Для всіх діодів Шоткі характерною є дуже низька квантова ефективність, яка зменшується з ростом довжини хвилі. Тому, на відміну від ПВ на InSb, відносна спектральна чутливість діодів Шоткі зі збільшенням довжини хвилі монотонно падає. Однак цей недолік ПВ можна в багатьох випадках компенсувати збільшенням часу накопичення сигналу, який для гібридних структур є обмеженим. До особливостей монолітних матриць із ПЗЗ зчитуванням слід віднести також невисокий коефіцієнт заповнення (30-40%). Ще одним недоліком діодів Шоткі є необхідність їх охолодження до більш низьких температур (77-80) К. Однак діоди Шоткі мають невисоку вартість і

найменшу нерівномірність чутливості серед багатoeлементних ПВ.

Основний принцип роботи QWIP – створення в забороненій зоні напівпровідника великої кількості енергетичних рівнів. При цьому перехід з валентної зони в зону провідності здійснюється при активації носіїв квантом з енергією, що становить незначну частину від енергії забороненої зони, тобто - тепловими квантами. Додаткові заходи по створенню в проміжних зонах енергетичних пасток і збільшення в них часу життя носіїв приводить до зменшення темнового струму й відповідно, шуму матриці. Число елементів у матриці вже досягає мільйона при розмірі одного елемента 10-20 мкм. ПВ на квантово-розмірних структурах (QWIP, квантових ямах) можуть бути отримані, наприклад, методами молекулярно-променевої епітаксії, що дозволяє формувати на підкладинці монокристалічні напівпровідникові шари з необхідними властивостями аж до моно атомної товщини. QWIP структури на GaAs і AlGaAs мають високу однорідність, хорошу технологічність, високу радіаційну стійкість. Чутливість таких ПВ є досить високою – температура, еквівалентна шуму, може бути нижче 10 мК. Крім того, в QWIP матрицях можна управляти спектральною чутливістю й виготовляти їх як у вигляді гібридних структур, так і монолітних. Недоліком ПВ на квантових ямах є вузький спектральний діапазон чутливості, що, однак, полегшує корекцію хроматичних аберацій об'єктива ОЕСС.

Для збільшення відношення сигнал/шум при сталому значенні просторового розділення використовується метод часової затримки і накопичення (TDI). В цьому випадку сигнал, який відповідає певній точці зображення, формується шляхом послідовного сумування відгуків від декількох пікселів. При цьому необхідно забезпечити синхронізацію

руху зображення від пікселя до пікселя з частотою зсуву заряду (сигналу) або з частотою комутації. В цьому випадку сигнали когерентно складаються в кожному пікселі TDI МПВ. Якщо джерела шуму незалежні, то вони складаються некогерентно. Таким чином, для N послідовних пікселів у рядку відбувається збільшення часу експозиції в N разів без втрати просторового розділення із збереженням часу (параметрів) сканування. При цьому відношення сигнал/шум збільшується в \sqrt{N} разів. Режим TDI за рахунок інтеграції зображення від декількох пікселів також дозволяє знизити вимоги до ідентичності параметрів окремих пікселів.

За характером фізичних процесів, що відбуваються в чутливому шарі ПВ, їх поділяють на теплові та фотонні.

1.3.1 Теплові ПВ

Внаслідок дешевизни теплові ПВ застосовуються дуже часто. У теплових ПВ падаюче випромінювання перетворюється в тепло, а викликана цим зміна температури чутливого елемента перетворюється в електричний сигнал. У зв'язку з тим, що коефіцієнт поглинання випромінювання зазвичай слабо залежить від довжини хвилі, теплові ПВ є неселективними, тобто в робочій спектральній області $\lambda_1 \leq \lambda \leq \lambda_2$ чутливість і виявлювальна здатність є майже постійними величинами.

У більшості випадків для зменшення вартості теплових ПВ вони працюють без охолодження або з термоелектричним охолодженням.

Довгий час теплові ПВ вважались неперспективними, так як їх постійна часу t_D на декілька порядків більше, ніж у фотонних ПВ. Внаслідок подвійного перетворення сигналу в теплових ПВ їх

характерною рисою є те, що вони не можуть одночасно бути високочутливими і швидкодіючими.

Сучасні теплові МПВ використовують залежність від температури якого-небудь параметра чутливого елемента – електричного опору для мікроболометричної матриці і електричної поляризації для піроелектричної матриці.

Один із основних факторів, який обмежує принципово досягнуті параметри ІЧ МПВ, пов'язаний з особливостями дискретної структури ПВ. Для вилучення оптичного зв'язку між чутливими елементами (із-за хвильових властивостей випромінювання) відстань між ними повинна перевищувати робочу довжину хвилі випромінювання, що реєструється. Відмінність ІЧ матриць від матричних приймачів видимого діапазону пов'язана з різницею у співвідношенні розмірів елемента матриці і довжини хвилі випромінювання.

МПВ створюють зображення, яке сформовано ОС на поверхні чутливих елементів. Частина випромінювання усереднюється в межах чутливої площадки, а друга частина, яка потрапляє на зазори між чутливими площадками, не приймає участі в формуванні корисного електричного сигналу. Відбувається втрата енергії випромінювання, яка не може бути скомпенсована обробкою сигналів в аналоговій або цифровій формі. Крім того, відбувається додаткове спотворення високочастотної частини спектру сигналу, що погіршує роздільну здатність ОЕСС.

Наразі на практиці використовуються мікроболометричні матриці, піроелектричні матриці, термоелектричні матриці.

Мікроболометричні матриці складаються з термоопорів, кожний з яких є включеним в мостову схему. Чутливим елементом болометра є

термоопір (термістор), що змінює провідність в залежності від температури. Термістори з однаковою температурною характеристикою $R(T)$ знаходяться в мостовій схемі (рис. 19). Якщо на болометр не падає випромінювання, плечі мостової схеми вирівнюються опорами R_2 і R_3 .

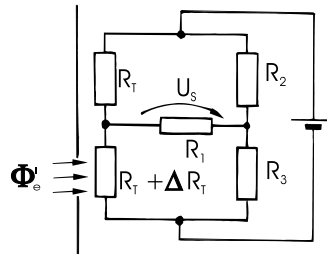


Рисунок 19 - Принцип включення болометра

Якщо ІЧ випромінювання потрапляє на відкритий термістор, то його опір змінюється на величину ΔR_T . Вихідним сигналом такого приймача є напруга на опорі R_1 . Зміна зовнішньої температури при відсутності потоку випромінювання не рассогласовивает бруківку схему.

Для виготовлення термочутливого шару елементів мікроболометричної матриці використовують плівки окислів ванадію, кремнію та германія. Робоча температура матриці не є критичною. Однак для збереження оптимальних характеристик і запобігання температурного дрейфу при варіаціях температури навколишнього середовища температура матеріалу має бути стабілізованою.

Піроелектричні матриці на відміну від мікроболометричних реагують тільки на зміну температури в часі, тобто диференціюють вхідний сигнал. Тому в приймальному блоці необхідна оптична модуляція випромінювання. Піроелектричний ефект спостерігається в сегнетоелектриках, які мають спонтанну електричну поляризацію, що залежить від температури. Типовим матеріалом для піроелектричних ПВ є тригліцинсульфат. Найбільш чутливі піроелектричні ПВ можуть

бути створені на основі кераміки БСТ, однак точка Кюрі цього матеріалу становить 22°C , що вимагає охолодження.

Термоелектричні матриці. Термоелектричні приймачі випромінювання включають два шари різнотипних напівпровідників, що утворюють термопару. Один шар опромінюється вхідним випромінюванням і нагрівається, а другий шар є екранованим від випромінювання. Згідно з ефектом Зеебека виникає термо-ерс. Тобто, термопара є генератором напруги. При послідовному включенні термоелементів чутливість приймача зростає пропорційно їхньому числу. Оскільки термоелектричні ПИ не вимагають живлення, вони не мають струмових шумів. Як і мікроболометричні, термоелектричні матриці забезпечують одержання теплових зображень як рухомих, так і нерухомих об'єктів. Оскільки сигнал від термоелементів визначається різницею температур між «гарячими» і «холодними» спаями, які однаково залежать від температури середовища, то для цього типу матриць не потрібна стабілізація температури. Для виготовлення термопар часто використовують плівки алюмінію й полікристалічного кремнію, розташовані одна над іншою із прошарком з SiO_2 .

Конструктивні та технологічні особливості створення неохолоджуваних МПВ обумовлені, в основному, задачею мінімізації теплового зв'язку чутливого елемента з базою. Тому в мікроболометричних матрицях чутливий елемент підтримується двома ніжками у вигляді тонких смуг (рис. 1.20).

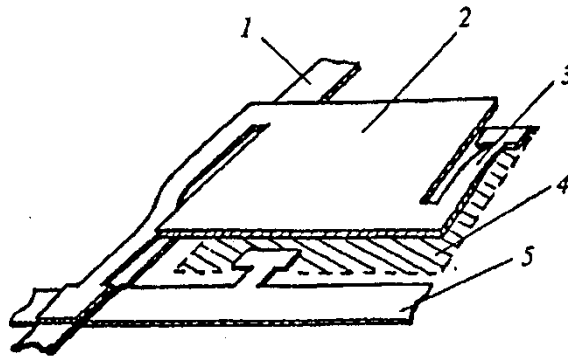


Рисунок 1.20 - Конструкція приймального пікселя неохолоджуваної матриці фірми Honeywell: 1 – Y-шина; 2 – чутливий елемент; 3 – ніжка теплового і електричного зв'язку; 4 – біполярний транзистор; 5 – X-шина

Для стабілізації температури МПВ використовують термоелектричні охолоджувачі з автокеруванням. Термометром в системі керування може служити один із мікроболометрів, який закритий для випромінювання. Термометр періодично опитується електронною системою зчитування і дані по температурі надходять до мікропроцесора, який керує струмом охолоджувача. Мікроболометричну матрицю з елементами комутації, термометром і термоелектричним охолоджувачем розташовують у вакуумному корпусі, який має вхідне вікно із германію. Деякі параметри мікроболометричних матриць наведені у табл. 1.5 [23, 24].

Піроелектричні МПВ фірми Texas Instruments [25] побудовано по гібридній технології, яка ґрунтується на використанні піроелектричних властивостей кераміки BaSrTiO_3 (BST). Конструктивно піроелектрична матриця складається із двох плат (рис. 1.21), які виготовляються окремо до моменту їх з'єднання методом імпульсного притискання. На першій платі формують елемент, що поглинає випромінювання, і пікселі BST, а

на другій – систему тепло ізолюючих ніжок з металізацією для електричного контакту з елементами електроніки зчитування.

Таблиця 1.5 Основні параметри мікроболометричних матриць для спектрального діапазону $\lambda_1 \dots \lambda_2 = 8 \dots 14$ мкм, в яких чутливим матеріалом є VO_x

Тип матриці	Фірма, країна	Параметр				
		Формат $p_D \times q_D$	Період матриці $V_D \times W_D$, мкм	Коефіцієнт заповнення k_{Dff} %	$NETD$, мК	Постійна часу t_D , мс
ІЧ модуль	Honeywell Tech. Cent., США	336×240	50×50	50	40	10
U3000	Boeing, США	320×240	51×51	50	< 80	25
SU-U20	Boeing, США	320×240	51×51	50	< 80	
SIM100	Lockheed Martin, США	327×245	46×46		< 100	
ІЧ модуль	Infrared Solutions, США	160×120	50×50		100	12
ІЧ модуль	Night Vision Technology Corporation (США)	320×240	48×48			
SB-212	Raytheon Infrared Operations, США	320×240	25×25		100	$(1/60) \cdot 10^3$
SB-246		640×512	25×25		20	$(1/30) \cdot 10^3$
SB-250		128×128	25×25		20	$(1/30) \cdot 10^3$
SIM300	BAE Systems Information and Electronic Warfare Systems, США	320×240	46,2×46,2		30 – 75	$(1/60) \cdot 10^3$
		640×512	25×25		55	$(1/30) \cdot 10^3$
		1024×1024	15×15		50	
Аморфний Si	Sofradir, Франція	320×240	45×45		80	4
		320×240	35×35		35	12
Si	Mitsubishi Electric Corp., Японія	320×240	45×45		120	17

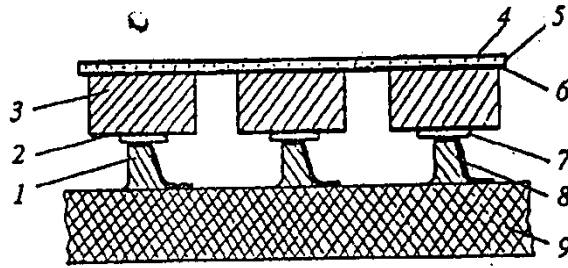


Рисунок 1.21 - Конструкція піроелектричної матриці фірми Texas Instruments: 1 – термоізолятор; 2 – тильний контакт термочутливого елемента; 3 – BST-піксель; 4 – напівпрозора металічна плівка; 5 – органічна плівка; 6 – металічна плівка, що відбиває випромінювання; 7 – контактна подушка; 8 – плівковий металічний контакт; 9 – кремнієва пластина з електронікою зчитування

Піроелектричні матриці, як і болометричні, оснащують термоелектричним стабілізатором температури і розміщують в вакуумному корпусі. При цьому необхідно нагадати, що піроелектричний ППВ, на відміну від болометра, реагує тільки на випромінювання, яке змінюється у часі. Тому при використанні піроелектричних МПВ в режимі спостереження необхідна модуляція випромінювання. Наявність модулятора в ОЕСС, крім ускладнення приладу, призводить ще й до погіршення чутливості [26]. Не дивлячись на це, піроелектричні МПВ по параметру *NETD* близькі до мікроболометричних. Необхідно також відмітити, що в якості термочутливих елементів в піроелектричних МПВ, крім BST, використовують модифікації цирконату свинцю та LiTaO_3 . Деякі параметри піроелектричних матриць наведені в табл. 1.6.

Склад і виконання електроніки неохолоджуваних МПВ, яка забезпечує живлення, комутацію та зчитування сигналів чутливих елементів, залежить від будови, властивостей і технології виготовлення таких приймачів. Елементи електроніки формують на одній пластині з

чутливими елементами, частково у кожному пікселі та частково на периферії матриці. Ідеальним є варіант, коли кожен піксель має попередній підсилювач, фільтри та елементи комутації.

Таблиця 1.6 Основні параметри піроелектричних матриць для спектрального діапазону $\Delta\lambda = (8 - 14)$ мкм, в яких чутливим матеріалом є BST

Тип матриці	Фірма, країна	Параметр			
		Формат $p_D \times q_D$	Період матриці $V_D \times W_D$, мкм	$NETD$, мК	Частота кадрів f_f , Гц
SERIES 3000	Raytheon Commercial Infrared, США	320×240	50×50	80	30
Модуль Wizard з матрицею Merlin	BAE Systems, Infrared Limited,	256×128	56×56	110	50
VLA	Велико-британія	384×288	40×40	60 – 140	50

Первинну обробку сигналів МПВ можна здійснювати, якщо підключати по черзі кожен піксель до одного попереднього підсилювача, що має широку смугу пропускання. Ширина смуги визначається кількістю пікселів МПВ та частотою кадрів. Наприклад, якщо частота кадрів 100 Гц, а матриця має $8 \cdot 10^4$ пікселів, то для того, щоб опитати за один кадр кожен піксель один раз смуга пропускання попереднього підсилювача повинна бути не меншою 4 МГц.

В піроелектричних МПВ кожен піксель має попередній підсилювач, низькочастотний та високочастотний фільтри, буфер і транзисторний ключ. Адресація кожного рядка послідовна, за

допомогою резистора зсуву. При цьому кожен піксельний буфер вибраного рядка через ключ з'єднується з шиною свого стовпця, який має свій підсилювач, що розташований на периферії матриці. Ці підсилювачі мультиплексуються для забезпечення послідовного зовнішнього доступу до виходів.

1.3.2 Фотонні ПВ

В фотонних охолоджуваних ПВ оптичний сигнал зразу перетворюється в електричний. Тому вони мають малу інерційність, достатньо високу чутливість і низький рівень шуму.

До найбільш розповсюджених фотонних ПВ відносяться приймачі на основі:

- потрійного з'єднання кадмій – ртуть – телур, які працюють в діапазонах (3 - 5) мкм і (8 - 14) мкм;
- бар'єрів Шоткі PtSi/Si, які працюють в діапазонах (1 - 3) мкм і (3 - 5) мкм;
- квантово-розмірних ям, які працюють в порівняно вузьких смугах всередині діапазону (2 - 20) мкм.

Ці ПВ, як правило, потребують охолодження до достатньо низьких температур. Однак на сьогоднішній технологія їх виготовлення добре відпрацьована і вони широко використовуються в високоякісних ОЕСС.

Фотонні (квантові або напівпровідникові) ПВ використовують внутрішній фотоефект. Випромінювання з довжиною хвилі λ буде виявлено, якщо енергія фотона hc/λ буде перевищувати енергію забороненої зони напівпровідника. Тому спектральна чутливість фотонних ПВ має верхню граничну («червону») довжину хвилі λ_2 .

Перевагою фотонних ПВ порівняно з тепловими є: значно більша максимальна виявлювальна здатність; велика чутливість; значно менша постійна часу. Недоліком таких ПВ є необхідність забезпечення для ІЧ області спектру низької робочої температури чутливого елемента і відносно висока вартість.

BLIP (background limited infrared photons) ПВ мають настільки малі власні шуми, що їх шумовий сигнал обмежується фотонним шумом випромінювання. Шум такого приймача збільшується пропорційно кореню квадратному тілесного кута, під яким приймач сприймає випромінювання.

В залежності від структури фоточутливого матеріалу та принципу утворення електричного сигналу фотонні ПВ діляться на фоторезистори, фотодіоди, приймачі з бар'єром Шоткі, SPRITE-приймачі, ПЗЗ, ПЗІ [28 - 33]. Фоторезистори бувають з власною провідністю (intrinsic) та з домішковою провідністю (extrinsic). Фотодіоди можуть працювати в режимі фотопровідності (photoconductive) і в фотогальванічному режимі (photovoltaic).

Типові характеристики основних матеріалів для ІЧ фотонних ПВ наведені в табл. 1.7.

ПВ з бар'єром Шоткі використовують фотоефект у переході (контакті) напівпровідник-метал, наприклад, у з'єднанні p-Si і PtSi.

Протягом останніх років основним матеріалом, який використовується для виготовлення ІЧ приймачів, став телурид кадмію ртуті HgCdTe. Залежність ширини забороненої зони цього напівпровідника від його складу дозволяє отримати матеріал з потрібною довгохвильовою границею чутливості. Цим матеріалом властива висока квантова ефективність з довгим часом життя і високою

рухомістю носіїв заряду, що забезпечує високу чутливість при температурі рідкого азоту у діапазоні (8 - 12) мкм і при термоелектричному охолодженні у діапазоні (3 - 5) мкм.

Таблиця 1.7 Основні характеристики матеріалів ІЧ ПВ

Матеріал ПВ	$R_{D,\max}(\lambda_2)$ 10^3 В/Вт	$D_{\max}^*(\lambda_2),$ $10^9 \frac{\text{см}\sqrt{\text{Гц}}}{\text{Вт}}$	$t_D,$ мкс	«Червона» границя $\lambda_2,$ мкм	Робоча температура $T_D, \text{ К}$
PbS (pc)	300 1300	65 150	200 5000	3,0 4,0	298 77
PbSe (pc)	6 50	2,5 18	1 50	4,8 7,0	298 77
InSb (pv)	20 - 100	70 - 100	1	5,5	77
PtSi		80	0,01- 0,05	4,6	<70
HgCdTe (pc)	5 - 10	5 - 40	0,1 - 0,4	12 - 21	77
HgCdTe (pv)		17 - 95	0,01- 0,1	5,5 - 12	77
Ge:Cu		20	0,01	20	4,2

pc – photoconductive (режим фотопровідності);

pv – photovoltaic (фотогальванічний режим)

Не дивлячись на значний прогрес, досягнутий у розробці фоторезисторів, фотодіодів та МПВ на основі КРТ-приймачів, існує ряд факторів, які стримують їх широке застосування. Головним недоліком таких ПВ є висока вартість КРТ матеріалу. До недоліків також належить мала механічна міцність та часова нестабільність характеристик.

Особливу конструкцію мають SPRITE-приймачі (Signal Processing In The Element), які функціонують разом з оптико-механічною розгорткою зображення. Такий ПВ являє собою смужку фоторезистора,

до кінців якої прикладена напруга (рис. 1.22). Причому швидкість переміщення фотоносіїв під дією цієї напруги дорівнює швидкості переміщення зображення за рахунок сканування. Інтегрування сигналів відбувається на протязі руху зображення уздовж смужки. SPRITE-приймачі, виготовлені із КРТ, мають виявлю вальну здатність порядку $1,1 \cdot 10^{11} \text{ см} \sqrt{\text{Гц}} / \text{Вт}$.

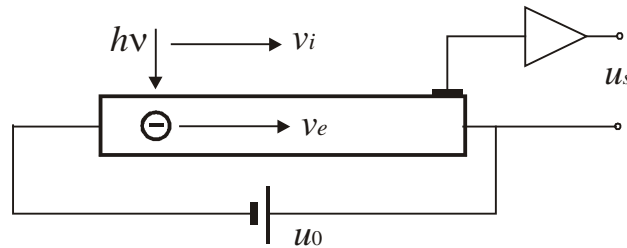


Рисунок 1.22 - Принцип роботи SPRITE-приймача: u_0 – напруга зміщення; u_s – вихідний сигнал; v_i – швидкість переміщення освітленої ділянки; v_e – швидкість переміщення фотозаряду

Найдосконаліші сучасні МПВ об'єднують в інтегровані блоки IDDCA (Integrated Detector Dewar and Cooler Assembly). В них кожен із чутливих елементів МПВ електрично підключений до відповідного елемента другої матриці – кремнієвої інтегральної схеми накопичення і зчитування фотосигналів. Обидві ці матриці знаходяться в вакуумному дьюарі, який забезпечує теплоізоляцію і обмеження фонового випромінювання. Дьюар стикується з охолоджувачем мікро криогенної системи, принцип дії якої ґрунтується на оберненому газодинамічному циклі Стірлінга. До складу таких приймальних блоків входять також електронні мікросхеми контролю та керування, які здійснюють генерацію необхідних постійних зміщень та тактових імпульсів, контроль роботи мікро криогенної системи та попередню обробку відеосигналу аж до його цифрового кодування.

В табл. 1.8 і 1.9 наведені відомості про різні інфрачервоні МПВ із КРТ. Найбільш широкого розповсюдження набули матриці із КРТ з часовою затримкою та накопиченням (time delay and integretion – TDI), які працюють у спектральному діапазоні (8 – 12) мкм. Перевагами матриць із КРТ з TDI є можливість отримання при одномірному скануванні великої кількості рядків у зображенні (особливо при скануванні через рядок) при відносно невеликій ціні. Такі матриці також відрізняються кращою однорідністю та підвищеною чутливістю порівняно з лінійками із КРТ.

Спектральний діапазон роботи матриці на основі КРТ з кремнієвим зчитуванням (ПЗЗ структура) і числом елементів 288×4 , яка виготовлена фірмою SOFRADIR (Франція), при температурі чутливого елементу $T_D = 77 \pm 1 \text{ К}$ становить $(7,7 - 10,3) \pm 0,3$ мкм. Використання більш довгохвильових ПВ на основі КРТ є проблематичним, так як внаслідок більш низького їх імпедансу, який зменшується із збільшенням довжини хвилі λ_{co} по експоненціальному закону, не забезпечується його узгодження з імпедансами вхідних каскадів ПЗЗ структур. Матриця форматом 288×4 із КРТ з TDI має питому виявлену здатність $2,2 \cdot 10^{11} \text{ см} \sqrt{\text{Гц/Вт}}$ і розмір чутливого елемента 25×28 мкм.

Незалежно від конструкції ПВ ФПП складається із інфрачервоних фотодіодів або фоторезисторів; схеми узгодження фотодіодів із схемою зчитування; схеми передмультиплексної обробки інформації; схеми дешифрації/мультиплексування; вихідних підсилювачів.

Таблиця 1.8 Матриці із КРТ з TDI для спектрального діапазону (8 - 12) мкм

Тип матриці	Фірма, країна	Параметр				
		Формат $p_D \times q_D$	Період матриці $V_D \times W_D$, мкм	Спектральний діапазон, мкм	NETD (T_D, k_o, t_i) мК	Частота вихідного сигналу f_f , МГц
SADA III A IDDCA	DRS Infrared Technologies США	2×240	25×28	8 – 10		2,8
SADA III B		4×288	25×28	8 – 10		30
SADA III B	Raytheon Infrared Operations, США	4×288	28×38	7,65 – 10,25	18 (78 К; 2,31 мкс)	5
SADA I	Sofradir, Франція	4×288/ 240	25×28	7,7 – 10,3	20 (80К; 1,7; 20 мкс)	2
SADA II		6×480	28×38	7,7 – 10,3	20 (80К; 2,5; 20 мкс)	5
IDDCA	AIM, Німеччина	4×96	25×28	7,4 – 10,5	50 (80К; 1,5; 2,75 мкс)	4
		4×288	25×28	7,4 – 10,5	20 (80К; 1,5; 15 мкс)	2,5
SADA II		6×480	28×38	7,2 – 11,2		6
SADA II		7×576	20×20	7,4 – 10,5	50 (80К; 1,7; 4,5 мкс)	8
IDDCA	BAE Systems, Велико- британія	2×288	30×30	8 – 10	25 (75К; 1,5; 50 мкс)	5
		2×384	30×30	8 – 10	20 (75К; 1,5; 50 мкс)	5
		10×576	30×30	8 – 10	25 (75К; 1,5; 50мкс)	

Таблиця 1.9 Фокальні матриці із КРТ для діапазону (8 – 12) мкм

Тип матриці	Фірма, країна	Параметр				
		Формат $p_D \times q_D$	Період матриці $V_D \times W_D$, мкм	Спектральний діапазон, мкм	$NETD$ (T_D, k_o) мК	Частота кадрів f_f , Гц
FPA IDDCA	DRS Infrared Technologies США	256×256	40×40	8 – 10,5	8	<120
		640×480	25×28	8 – 10,5	13	<60
FPA IDDCA	Raytheon Infrared Operations, США	256×256	30×30	8,5–11,0		120
FPA IDDCA	Lockheed Martin, США	128×128	45×45	8 – 12	20 (80 К; 2,4)	<480
ID ML 069	SOFRADIR	320×240	30×30	7,7...9,5	18 (80 К; 2)	<150

Схеми передмультиплексної обробки інформації являють собою одне ціле зі схемами узгодження і забезпечують збільшення відношення сигнал/шум, усунення збиткового заряду, який пов'язаний з великими тепловими струмами, запобігання розтікання заряду між сусідніми пікселями при перевантаженні одного із них, зменшення сигнального заряду при значних фонових і сигнальних засвітках. До них відносяться схеми віднімання/ділення, запобігання засвітки (antiblooming), схеми часової затримки і накопичення TDI.

Для збільшення часу інтегрування і збереження просторового розділення використовується метод часової затримки і накопичення (TDI). В цьому випадку сигнал, який відповідає певній точці зображення, формується шляхом послідовного сумування відгуків від декількох пікселів. Природно, що при цьому необхідна синхронізація руху зображення від пікселя до пікселя з частотою зсуву заряду (сигналу) або з частотою комутації. В цьому випадку сигнали

когерентно складаються в кожному пікселі TDI. Якщо джерела шуму незалежні, то вони складаються некогерентно. Таким чином, для N послідовних пікселів у рядку відбувається збільшення часу експозиції в N разів без втрати просторового розділення із збереженням часу (параметрів) сканування. При цьому відношення сигнал/шум збільшується в \sqrt{N} разів. Режим TDI за рахунок інтеграції зображення від декількох пікселів також дозволяє знизити вимоги до ідентичності параметрів окремих пікселів.

Очевидно, що ОЕСС на основі матриць із КРТ з TDI по пороговій чутливості в спектральному діапазоні (8 - 12) мкм залишаються конкурентні порівняно з ОЕСС, які використовують фокальні матриці, до тих пір, поки в останніх час накопичення фотонів для кожного елемента зображення не стане порівняним з періодом кадру. Охолоджувані кремнієві чіпи для матриць з TDI практично всюди виготовляються за КМОН технологією. Із табл. 1.8 і 1.9 видно, що по параметру $NETD$ фокальні матриці і матриці із TDI з сумуванням сигналів по (4 - 8) елементам є рівноцінними.

В ОЕСС з ПВ, що охолоджуються, може виникнути ефект Нарцисса – відбиття від поверхонь оптичних деталей випромінювання холодних елементів приймача і більш теплих елементів конструкції. В результаті у площині ПВ з'являються неоднорідності розподілу освітленості, яка відповідає відбиттю «самої на себе» охолодженої поверхні ПВ. Вплив ефекту Нарцисса особливо великий, коли промені падають на відбиваючу оптичну поверхню під малими кутами. Якщо температурний контраст між оточуючим середовищем і охолодженим ПВ великий, то цей ефект дуже помітний. Для наближеної оцінки впливу ефекта Нарцисса можна скористатись такою формулою [23]

$$\Delta T_N = \Delta T \cdot \rho_{os} \frac{A_i}{A_N},$$

де ΔT_N – ефективна зміна температури зображення із-за ефекта Нарцисса; ΔT – різниця температур між оточуючим середовищем і ПВ; ρ_{os} – коефіцієнт відбиття поверхні, яка визиває ефект Нарцисса; A_i – площа зображення; A_N – площа зображення, яка збільшується із-за цього ефекта.

В останні роки в якості альтернативи КРТ-приймачам розробляються ПВ на гетероструктурах з внутрішньою фотоемісією – ПВ з квантовими ямами QWIP (Quantum Well Infrared Photodetector). Ці високоомні приймачі з домішковою фотопровідністю створені на основі напівпровідників зверхграток A_3B_5 , для чого у напівпровідниках з широкою забороненою зоною методами молекулярно-променевої епітаксії формуються почережні потенційні ями. Відстань між збудженим (верх ями) і основним (дно ями) станами підбирається так, щоб в них крім основного стану електронів з рівнем, що до дна ями, розміщувався тільки один збуджений стан, рівень якого близький до верхньої межі ями. Фотони з енергією, що відповідає енергії переходу з дна ями наверх, переводять електрони з нижнього рівня на верхній, створюючи струм фотопровідності під дією зовнішньої напруги. Найбільш відомі QWIP-приймачі складаються із почережних шарів GaAs і AlGaAs, де GaAs – шари з ямами, а AlGaAs утворює бар'єрні шари.

Спектральна характеристика QWIP-приймачів при температурі 40 К має вузьку смугу шириною (1 - 2) мкм на рівні 0,5 від максимального значення. Ці ПВ вільні від 1/f-шуму. Їхні характеристики достатньо стабільні і лінійні при зміні потужності падаючого випромінювання на

шість порядків. При часі інтегрування біля 10 мс і охолодженні до (40 – 77) К *NETD* може досягати 30 мК і менше.

Технологія виробництва матеріалів групи III-V, які використовуються в QWIP-приймачах, доопрацьована краще, ніж технологія матеріалів групи II-VI які використовуються в КРТ-приймачах. Тому однорідність чутливості окремих елементів QWIP-приймачів достатньо висока, а вартість менша порівняно з КРТ-приймачами.

Основним недоліком QWIP-приймачів поки залишається невисока квантова ефективність порівняно з КРТ-приймачами, а також великі темнові струми при роботі в діапазоні (8 - 14) мкм. Квантова ефективність МПВ на основі QWIP складає 10%. При цьому питома виявлювальна здатність для $\lambda_{co} = 11,2$ мкм при температурі 63 К становить $2,6 \cdot 10^{11} \text{ см} \cdot \sqrt{\text{Гц/В}} \cdot \text{т}$ [23]. QWIP-приймачі, які працюють в області (8 - 14) мкм, потребують охолодження до (40 - 60) К, що також вважається їх недоліком.

У таблиці 1.10 [27] порівнюються основні типи фотонних і теплових ПВ по окремих показниках якості за 3-бальною шкалою (третій бал - вищий).

Таблиця 1.10 Порівняння ПВ різних типів

Показник	Фотонні ПВ				Теплові ПВ		
	HgCdTe	InSb	PtSi	GaAs	МБ	Термоелементи	Піроелектричні
Вхідний сигнал	Потік випромінювання				Температура	Гradient температури	Зміна температури
Вихідний сигнал	Фотострум				Зміна опору	Термо-ЕРС	Зміна потенціалу
Виявлювальна	3	3	2	3	2	1	1
Робоча температура	2	1	1	1	3	3	3
Кількість пікселів	2	3	3	3	2	2	2
Розмір пікселя	2	3	3	2	2	1	2
Рівномірність чутливості пікселів	1	1	3	2	1	1	1
Коефіцієнт	2	2	1	2	3	2	3
Квантова	3	3	1	2	-	-	-
Частота зчитування	3	3	2	3	1	1	1
Можливість зміни діапазону спектру	+	-	-	+	+	+	+
Можливість сполучення з	-	-	-	+	+	+	+
Технологічність	1	1	2	2	3	3	3

1.4 Блок електроніки

В загальному випадку електронний тракт виконує такі основні функції:

- формування і обробка відеосигналу, який несе інформацію про об'єкт спостереження;
- керування усіма підсистемами ОЕСС;
- передача сигналу по радіоканалу.

Після первинної обробки в МПВ сигнал подається в блок електроніки. Склад і схема електронного тракту ОЕСС залежить від призначення системи. Але більшість із них містить вузли, які виконують однакові операції по обробці сигналів з пікселів МПВ.

На чутливі елементи МПВ від зовнішнього джерела подається напруга живлення, яка може бути постійною або імпульсною. В останньому випадку джерело живлення керується імпульсами, що надходять від синхрогенератора, який і керує роботою електронного тракту.

Після аналогової обробки, вибірки і збереження отримані дані мультиплексуються в аналогово-цифровому перетворювачі по декільком каналам. В ПЗЗ-структурах відбувається послідовна обробка сигналів, причому одноканальний відеосигнал при постійній частоті кадрів має набагато більшу частоту вибірки пікселів. Електронний тракт сучасних ОЕСС, що виконує обробку сигналів з МПВ, дозволяє отримати на виході аналоговий сигнал з розділенням до (14-16) біт.

На виході мультиплексора крім корисного сигналу присутній часовий і геометричний шум. Останній обумовлений неоднорідністю параметрів чутливих елементів МПВ і схеми зчитування, а його

амплітуда може бути значно більшою за корисний сигнал. Для зменшення геометричного шуму проводять спеціальну обробку сигналів, що називається компенсацією або корекцією неоднорідності, яка може виконуватись до перетворення аналогових сигналів у цифрові.

ПВ перетворює оптичний сигнал, що несе інформацію про об'єкт спостереження, в електричний відеосигнал, який після попереднього підсилення обробляється в аналоговій або цифровій формі.

Аналогова обробка полягає у виділенні із відеосигналу істотних ознак про об'єкт з метою його виявлення та розпізнавання при малих контрастах яскравості на граничній дальності. Для цього відеосигнал з ПВ лінійно підсилюється до необхідної величини, після чого може здійснюватися його спектральна фільтрація і гамма-корекція, додавання та віднімання кадрів, псевдо кольорове кодування, логарифмічне підсилення і т.п.

При цифровій обробці аналоговий відеосигнал перетворюється в дискретну форму згідно відповідним законам кодування. При цьому вирішуються такі задачі: покращення якості зображення за рахунок збільшення відношення сигнал/шум; підвищення контрастності та різкості; виділення пріоритетних ознак об'єкта; псевдо кольорове кодування; зменшення відеосигналу від фонів і завад; побудова контурів зображення об'єкта; визначення координат об'єкта; автоматизоване або автоматичне виявлення та розпізнавання об'єкта; введення додаткової службової інформації тощо.

Цифрова обробка зображень вносить нелінійність в процес перетворення інформації. Специфіка обробки відеоданих у кодерах цифрового стиснення приводить до появи додаткових викривлень і перешкод, відсутніх у вхідному зображенні. Викривлення, що

виникають у циклі компресії-декомпресії, суттєво залежать від структурних властивостей зображення. Якість відтворення не залишається постійною, вона залежить від просторово-часових характеристик телевізійного зображення, тобто від його насиченості дрібними деталями й динамічності.

Наприклад, одним з типових проявів викривлень відеокомпресії, яка здійснюється у відповідності зі стандартом MPEG-2, є блокова структура типу шахової дошки. Компресія статичних зображень супроводжується меншими викривленнями, ніж стиснення динамічних телевізійних послідовностей. Причиною цього є те, що алгоритми компресії MPEG-2 забезпечують режим постійної швидкості цифрового потоку даних на виході кодера стиснення і, відповідно, в динамічних або деталізованих зображеннях зменшується просторове розділення шляхом збільшення площі блоку.

1.5 Монітор

Найбільш поширеними моніторами в ОЕСС наразі є матричні екрани. В авіаційній техніці, в деяких типах прицільних і автомобільних систем використовується також коліматорний метод формування зображення в полі зору оператора. В цьому випадку застосовуються не тільки матриці, але й морально застарілі електронно-променеві трубки. Як правило, монітор розраховується на бінокулярне спостереження, а в перспективних моніторах передбачається забезпечення стереозображення.

За принципом світловіддачі монітори поділяються на активні та пасивні. Перші самотійно випромінюють видиме світло, а другі

вимагають додаткового підсвічування, тобто є модуляторами світла. Серед великого розмаїття фізичних ефектів світловіддачі й модуляції світла лише невелика частина використовується в моніторах ОЕСС:

- активні технології: випромінювання, що супроводжує електричний розряд у газах (газорозрядні дисплеї), електролюмінесценція порошкових люмінофорів, інжекційна люмінесценція напівпровідників з р-п переходами (напівпровідникові дисплеї), випромінювання фотолюмінофорів, нанесених на напівпровідникові випромінювачі тощо;

- пасивні технології: електрооптичні ефекти в рідких кристалах (рідкокристалічні дисплеї), відхилення світла мікромеханічними дзеркальними системами, переміщення заряджених колоїдних частинок (електрофоретичні дисплеї) тощо.

Рідиннокристалічні дисплеї сьогодні складають більше 85% від випуску усіх дисплеїв. Це пояснюється багаточисельністю ефектів і конструктивним різноманіттям приладів. Найбільше використання знайшли твіст-ефект з високим оптичним контрастом, супертвіст із збільшеним кутом огляду, фазові переходи в холетерико-нематичних сумішах з простими режимами керування, а також ефекти в сегнетоелектричних рідинних кристалах з високою швидкістю дії.

До основних характеристик моніторів ОЕСС відносять просторове розділення і розмір, максимальну яскравість, контраст і градаційну характеристику, швидкодію, діаграму спрямованості випромінювання, методи і ефективність керування та електроспоживання, масо-габаритні показники.

Інформаційна ємність монітора зростає зі збільшенням кількості пікселів. Але при збільшенні розміру елемента зображення

збільшується також необхідна потужність керування, а швидкодія зменшується. В таблиці 1.11 наведені стандартні на сьогодні значення просторової роздільної здатності моніторів в вигляді кількості пікселів в одному кадрі.

Таблиця 1.11 Сучасні стандарти просторового розділення

Формат зображення	Формат кадру	Кількість пікселів
OVGA	4:3	320x240
VGA	4:3	640x480
SVGA	4:3	800x600
XGA	4:3	1024x768
HDTV (720ip)	16:9	1280x720
SXGA	5:4	1280x1024
HXGA	4:3	1600x1200
HDTV (1080ip)	16:9	1920x1080
VXGA	1:1	2048x2048
GXGA/QSXGA	5:4	2560x2048
PhotoCD (16 base)	3:2	3072x2048
PhotoCD (64 base)	3:2	6144x4098

Значення контрастності визначається співвідношенням максимальної до мінімальної яскравості. Розрізняють статичну й динамічну контрастність. Перша показує відношення між рівнем білого й рівнем чорного сигналів, яке вимірюється в умовах, коли вони відображаються монітором одночасно. У другому випадку вимірювання яскравості білого й чорного відбувається послідовно. Тому при обмеженні рівня білого на показник контрастності найчастіше впливає лише рівень чорного, тобто залишкова яскравість за рахунок зовнішнього освітлення. Контраст самого зображення також часто виражається у вигляді нормалізованого коефіцієнта: (максимум - мінімум)/(максимум + мінімум), найбільша величина якого дорівнює

одиниці. Кількість градацій або сіра шкала визначається як число шаблів, що дають зміну інтенсивності випромінювання в задане число раз.

Швидкість відгуку визначає, для яких застосувань придатний даний монітор. Очевидно, що висока швидкодія пов'язана з більш високою потужністю розсіювання й, отже, меншою енергетичною ефективністю. Існують два способи вимірювання швидкості матриці (часу відгуку): чорний-білий-чорний (black to black) і між градаціями сірого (gray to gray). Ці значення дуже різняться. При зміні стану пікселя між крайніми положеннями (чорний-білий) на піксел подається максимальна напруга й швидкість є максимальною. Саме так отримані значення в 8 мс, 6 мс, а іноді й 2 мс у характеристиках сучасних рідкокристалічних моніторів.

Значною перевагою є видимість дисплея у всіляких напрямках. Контраст рідкокристалічних дисплеїв зменшується, коли кут огляду сильно відхиляється від кута нормального падіння через більшу довжину оптичного шляху в рідкому кристалі з подвійною променезаломлюваністю; це приводить до генерації еліптично поляризованого світла, яке не вдається повністю погасити плоскими поляризаторами.

Перелік посилань до розділу 1

1. Якушенков Ю. Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов / Ю. Г. Якушенков. – М. : Логос, 2004. – 480 с., Мирошников М. М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. Учебное пособие для вузов / М. М. Мирошников. – Л., «Машиностроение», 1977. – 600 с.
2. Welford W. T. Aberrations of Optical Systems / W.T. Welford. - Oxford: Taylor & Francis, 1986. - 284 p.
3. Колобродов В. Г. Інфрачервона гібридна лінза з виправленою сферичною аберацією / В. Г. Колобродов, В. І. Микитенко, Є. А. Сірий // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2013. – № 6, т. 92 – С. 78–81.
4. Колобродов В.Г. Використання дифракційних елементів в тепловізійних системах / В.Г. Колобродов, Є.А. Сірий // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2010. – № 2. – С. 58–62.
5. Zappe H. P. Fundamentals of Micro-optics / H. P. Zappe. – New York: Cambridge University Press, 2010. – 619 p.
6. Davidson N. Analytic design of hybrid diffractive-refractive achromats / N. Davidson, A.A. Friesem, E. Hasman // Applied Optics. - 1993. - №25, Vol. 32 - P. 4770-4774.
7. Stone T. Hybrid diffractive-refractive lenses and achromats / T. Stone, N. George // Applied Optics. - 1988. - №14, Vol. 27 - P. 2960-2971.
8. Greisukh G. I. Diffractive–refractive hybrid corrector for achro- and apochromatic corrections of optical systems / G. I. Greisukh, E. G. Ezhov, S. A. Stepanov // Applied Optics. - 2006. - №24, Vol. 45 - P. 6137-6141.

9. Meyers M.M. Пат. 5,715,091 United States Patent. Hybrid refractive/diffractive achromatic camera lens / M.M. Meyers, N.Y Hamlin. Заявник і патентовласник: Eastman Kodak Company, Rochester, N.Y; заявл. 19.06.1996; опубл. 3.02.1998. – 24 p.
10. Wood A. P. Design of infrared hybrid refractive-diffractive lenses / A. P. Wood // Applied Optics. – 1992. – №13, V. 31 – P. 2253 – 2258.
11. Buralli D. A. Design of two- and three-element diffractive Keplerian telescopes / D. A. Buralli, M. Morris // Applied optics. - 1992. - № 1, Vol. 31 - P. 38-43.
12. Kress B. C. Applied digital optics: from micro-optics to nanophotonics / B. C. Kress, P. Meyrueis. – Chippenham: Wiley, 2009. – 638 p.
13. Колобродов В. Г. Монохроматичні аберації кіноформного елемента / В. Г. Колобродов, Є. А. Сірий // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2011. – № 2, т. 76 – С. 126–129.
14. Chen C.W. Пат. 5.044.706 United States Patent. Optical element employing aspherical and binary grating optical surfaces / C.W. Chen. Заявник і патентовласник: Hughes Aircraft Company, Los Angeles, Calif.; заявл. 6.02.1990; опубл. 3.09.1991. – 10 p.
15. Jamieson T.H. Thermal effects in optical systems / T.H. Jamieson // Optical Engineering. - 1981. - № 2, Vol. 20 - P. 156 -160.
16. Проектирование оптических систем / под ред. Р. Шеннона, Дж. Вайанта; пер. с англ. И. В. Пейсахсона. - М.: Мир, 1983. - 432 с.
17. Behrmann G. P. Influence of temperature on diffractive lens performance / G. P. Behrmann, J. P. Bowen // Applied Optics. - 1993. - 32, №14, Vol. 32 - P. 2483-2489.

18. Mann A. Infrared optics and zoom lenses / A. Mann. - Washington: SPIE-Press, 2009. - P. 166.

19. Londono C. Athermalization of a single-component lens with diffractive optics / C. Londono, W. T. Plummer, P. P. Clark // Applied Optics. - 1992. - № 13, Vol. 32 - P. 2248-2252.

20. Wood A. P. Passively athermalised hybrid objective for a far infrared uncooled thermal imager / A. P. Wood, L. Lewell // Proc.SPIE. - 1996. - Vol. 2744. - P. 500-509.

21. Тарасов В. В. Двух- и многодиапазонные оптико-электронные системы с матричными приемниками излучения / В. В. Тарасов, Ю. Г. Якушенков. – М. : Университетская книга; Логос, 2007. – 192 с.

22. Пресс Ф.П. Фоточувствительные приборы с зарядовой связью / М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.

23. Тарасов М.М., Якушенков Ю.Г. Инфракрасные системы «смотрящего» типа. – М.: Логос, 2004. – 444 с.

24. Хребтов И.А., Маляров В.Г. Неохлаждаемые тепловые матричные приемники ИК излучения // Оптический журнал. – 1997. – №6. – С. 3 – 17.

25. Маляров В.Г. Неохлаждаемые тепловые инфракрасные матрицы // Оптический журнал. – 2002. – Т. 69. – №10. – С. 60 – 72.

26. Колобродов В. Г., Шустер Н. Тепловізійні системи (фізичні основи, методи проектування і контролю, застосування): Підручник для вузів. – К.: Тираж. – 1999. – 340 с.

27. Алеев Р.М., Иванов В.П., Овсянников В.А. Несканирующие тепловизионные приборы: основы теории и расчета. – Казань: Изд-во Казанского ун-та. – 2004. – 228 с.

28. Аксененко М.Д., Баранчиков М.Л. Приемники оптического излучения. Справочник. – М.: Радио и связь, 1987. – 296 с.
29. Ишанин Г.Г., Панков Э.Д., Андреев А.Л., Польщиков Г.В. Источники и приемники излучения. – СПб.: Политехника, 1991. – 240 с.
30. Приборы с зарядовой связью / Под ред. М. Дж. Хоувза, Д.В. Моргана. Пер. с англ. – М.: Энергоиздат, 1981. – 372 с.
31. Справочник по приемникам оптического излучения // В.А. Волков, В.К. Вялов, Л.Г. Гассанов и др. / Под ред. Л.З. Криксунова и Л.Г. Кременчугского. – К.: Техніка, 1985. – 216с.
32. Owen R., Belcher J., Beratan H., Frank S. Producibility advances in hybrid uncooled infrared devices // Proc. SPIE. – 1994. – Vol. 2225. – P. 79 – 86.
33. Степанов Р.М. Развитие телевизионных фотоэлектронных приборов // Электронная промышленность. – 2003. - №1. – С. 67 – 78.

2 Узагальнена математична модель дистанційних спостережень

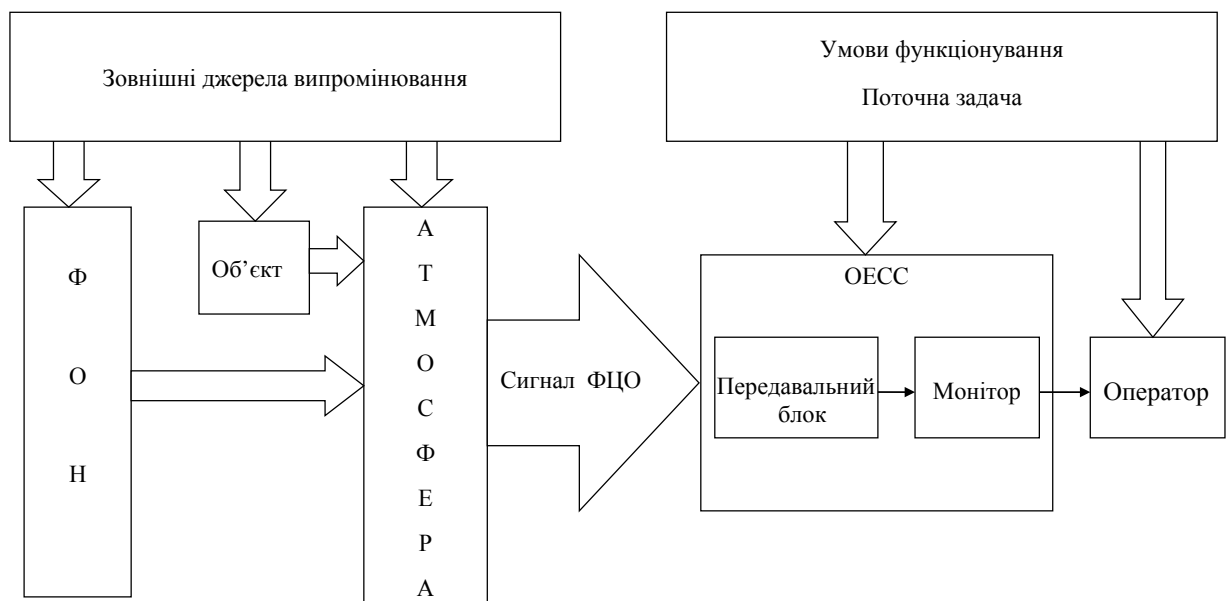
ОЕСС є інтерфейсом між вхідними даними від ФЦО та автоматичним блоком або оператором, який приймає рішення на основі аналізу зображення. Тому велику кількість математичних моделей дистанційних спостережень з допомогою ОЕСС можна розділити на дві групи – параметричні (parameter-based) та орієнтовані на зміст зображень (image-based) [1].

Схема математичної моделі процесу перетворення сигналів при дистанційних спостереженнях зображено на рис. 2.1: а) - з іконічними ОЕСС; б) - з дистанційними ОЕСС. Основними блоками моделі є: ФЦО у складі фону, об'єктів, які знаходяться в полі зору ОЕСС, випромінюючих об'єктів за межами поля зору, а також атмосфери; ОЕСС у складі передавального блоку і монітора (для іконічних систем), а також модель спостерігача, яка окрім параметрів безпосередньо візуальної діяльності включає в себе умови спостереження і опис поточної зорової задачі.

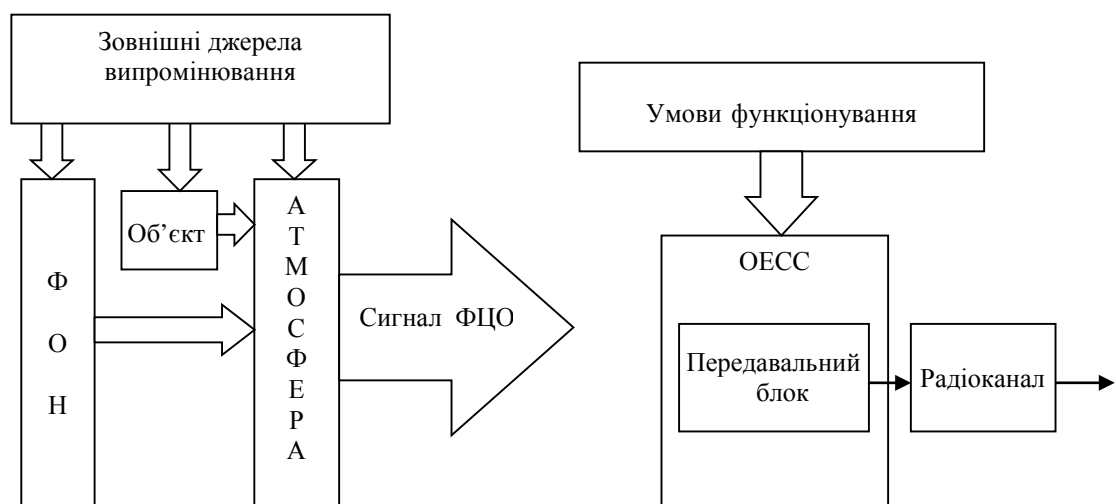
Необхідно відмітити, що для випадку неавтоматичних дистанційних ОЕСС поточна задача спостереження у блоку вхідних даних відсутня.

Модель ФЦО містить в собі опис випромінюючих (або відбиваючих, розсіюючих) поверхонь, які утворюють об'єкт (або групу об'єктів), фон, заваду, розподіл випромінювання зовнішніх джерел, модель зовнішнього середовища (для переважної більшості випадків цим середовищем є атмосфера). Основними характеристиками означених явищ є просторові, амплітудні, спектральні, часові та

поляризаційні характеристики. Традиційним методом опису просторових характеристик ФЦО є застосування просторово-частотних або просторово-координатних математичних моделей. Як правило ці моделі ґрунтуються на теорії лінійних систем, а ваговими коефіцієнтами є енергетичні (здебільшого) або поляризаційні показники. Далі розглядатимемо моделі тільки з енергетичними показниками.



а)



б)

Рисунок 2.1 - Узагальнена схема математичної моделі спостережень: а) з іконічними ОЕСС; б) з дистанційними ОЕСС

2.1 Опис фоно-цільової обстановки

Беручи до уваги, що сигнали на вході й виході ОЕСС мають вид електромагнітного випромінювання, можна визначити характер релевантних параметрів, а отже – вид математичної моделі. Оптичне випромінювання характеризується інтегральною величиною потоку, спектральним складом, ступенем і видом поляризації, просторовим і часовим розподілами електромагнітної енергії. Зорова система спостерігача здатна аналізувати всі названі характеристики випромінювання окрім поляризаційних. Тому математична модель ФЦО має описувати просторовий і спектральний розподіли енергії електромагнітного випромінювання на вході в ОЕСС, тобто носити «енергетичний» характер.

В цілому фони можна розділити на однорідні, неоднорідні, змінні. Однорідний фон можна змодельовати сумішшю кількох випадкових двовірних полів, які характеризуються середнім спектральним коефіцієнтом відбиття $\bar{\rho}(\lambda)$, спектральною коваріаційною матрицею коефіцієнтів відбиття $C(\rho)$, середньою температурою \bar{T} , дисперсією температури σ_T^2 [2]. При цьому приймається припущення, що коваріаційна матриця коефіцієнтів випромінювання повністю визначається матрицею $C(\rho)$ у відповідності до співвідношення

$$\varepsilon(\lambda) + \rho(\lambda) = 1, \quad (2.1)$$

де $\varepsilon(\lambda)$ - спектральний коефіцієнт випромінювання.

В реальних умовах до простих однорідних фонів можна віднести небесну поверхню в ясну погоду, морську поверхню за умови відсутності хвиль в ясну погоду, пустелю тощо.

Аналіз випромінювання фонів дозволяє при застосуванні спеціального програмного забезпечення визначити їх енергетичні характеристики у відповідному діапазоні інфрачервоного випромінювання за Сандерсом [3].

Випромінювання небесної поверхні E_n в заданому спектральному діапазоні визначатиметься як функція висоти розташування ОЕСС, кута зеніту θ – та кута азимуту α .

$$E_n = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} L_n \cos(\theta) \sin(\theta) d\theta d\alpha, \quad (2.2)$$

де L_n – спектральна яскравість небесної поверхні.

Для морської поверхні випромінювання в ІЧ діапазоні складається із власного випромінювання та відбитого випромінювання від сторонніх джерел – неба, Сонця. При розрахунках слід враховувати геометричні параметри морської поверхні (наприклад, визначені Мунком, Коксом [4]) – азимутальний кут морської поверхні (α'), та кут нахилу морської поверхні (β').

Яскравість морської поверхні визначають як

$$L_m = \tau(R) \left[(1 - \rho(\beta')) L_b(T_m) + \rho(\beta') \frac{E_n}{\pi} + \rho(\beta') P(\alpha', \beta') L_c \right], \quad (2.3)$$

де $\rho(\beta')$ – коефіцієнт відбиття морської поверхні; L_b – власне випромінювання морської поверхні; L_c – яскравість Сонця; $P(\alpha', \beta')$ – імовірність відбиття сонячних променів від морської поверхні, яка визначається силою та напрямком вітру.

Випромінювання морської поверхні з урахуванням (2.3):

$$E_m = \int_0^{2\pi} \int_0^{\beta_T} L_m \cos(\beta) \sin(\beta) d\beta d\alpha, \quad (2.4)$$

Для систем із малим полем зору найбільш розповсюдженими є фони, які мають певну текстурну наповненість, наприклад, небесна поверхня із хмарами різноманітного походження, морська поверхня, збурена хвилями та сонячними відблисками, земна поверхня із різноманітними рослинними покриттями, або будівлями. За умов спостереження на великих відстанях деталі цих текстурних складових не відтворюються оптичною системою, проте текстурна складова завжди залишається у вигляді неоднорідного фону.

Суттєве значення в описі фонів складових елементів текстурованих фонів має СКВ яскравості фону складової

$$\sigma_{\phi} = R_{\max}^2 \Omega \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |M_c(\nu_x, \nu_y)|^2 S(\nu_x, \nu_y) d\nu_x d\nu_y}, \quad (2.5)$$

де R – максимальна дальність виявлення, $M_c(\nu_x, \nu_y)$ – модуляційна передавальна функція системи, $S(\nu_x, \nu_y)$ – спектр Вінера щільності потужності випромінювання фону.

Сигнали, які обумовлені фоновим випромінюванням морської та небесної поверхні, можна змодельовати за наступною формулою

$$U_{\phi}(x, y) = \bar{U}_{\phi eb}(x) + \sigma_{Ueb} \cdot \xi(x, y) + \sigma_{\eta} \cdot \eta(x, y) + \Delta K(x) (\bar{U}_{\phi eb} + \sigma_{\phi eb} \xi(x, y)), \quad (2.6)$$

де $\bar{U}_{\phi eb}(i)$, σ_{Ueb} , σ_{η} – табличні дані, які відповідають обраній моделі фону; $\xi(x, y)$ – значення гаусового випадкового поля флуктуації з нульовим математичним очікуванням; $\eta(x, y)$ – незалежні гаусові випадкові числа з нульовим математичним очікуванням та одиничною дисперсією; $\Delta K(x)$ – випадкові рівномірно розподілені числа в заданому інтервалі.

Значення гаусового випадкового поля флуктуацій $\xi(x, y)$ є реалізацією корельованого випадкового поля

$$R(x, y) = \sigma_{Ueb}^2 \cdot \exp \left\{ - \left(\frac{|x|}{X_0} \right) + \frac{|y|}{Y_0} \right\}, \quad (2.7)$$

де x, y - відстань між двома точками поля флуктуації;
 X_0, Y_0 - інтервал кореляції по горизонталі та вертикалі відповідно.

Енергетичний спектр флуктуації має вигляд

$$G(\nu_x, \nu_y) = \sigma_{Ueb}^2 \cdot \frac{2X_0}{1 + \nu_x^2 X_0^2} \cdot \frac{2Y_0}{1 + \nu_y^2 Y_0^2}, \quad (2.8)$$

де ν_x, ν_y - просторові частоти гармонік флуктуації по горизонталі та по вертикалі відповідно.

Формування поля флуктуації проводиться методом канонічного розкладу поля в просторовий ряд Фур'є [5]:

$$\xi(x, y) = \sum_{k_1=0}^{K_1} \sum_{k_2=0}^{K_2} \{ a(k_1, k_2) \cos(k_1 \cdot \nu_{1x} \cdot x + k_2 \cdot \nu_{1y} \cdot y) + b(k_1, k_2) \sin(k_1 \cdot \nu_{1x} \cdot x + k_2 \cdot \nu_{1y} \cdot y) \}, \quad (2.9)$$

де $a(k_1, k_2)$, $b(k_1, k_2)$ - коефіцієнти розкладу; K_1, K_2 - кількість членів ряду розкладу; $\nu_{1x} = \pi/X$; $\nu_{1y} = \pi/Y$ - перші гармоніки розкладу по горизонталі та вертикалі відповідно.

Коефіцієнти розкладу $a(k_1, k_2)$, $b(k_1, k_2)$ задовольняють наступним умовам:

а) рівність дисперсій

$$D\{a(k_1, k_2)\} = D\{b(k_1, k_2)\} = \frac{\sigma^2(k_1, k_2)}{\sigma_{Ueb}^2} = m^2(k_1, k_2);$$

б) сумарна дисперсія гармонік

$$\sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} \sigma^2(k_1, k_2) = \sigma_{Ueb}^2.$$

Такому способу наведення поля флуктуації відповідає наступний енергетичний спектр гармонік:

$$G(0,0) = 2\sigma^2(0,0) \cdot X \cdot Y; G(k_1 \cdot \nu_{1x}, k_2 \cdot \nu_{1y}) = \sigma^2(k_1, k_2) \cdot X \cdot Y, \quad (2.10)$$

де X, Y - інтервали розкладу флуктуації по горизонталі та вертикалі відповідно, які відповідають наступним умовам:

$$X \geq (3 - 4)X_0$$

$$Y \geq (3 - 4)Y_0$$

Коефіцієнти $m(k_1, k_2)$ відображають співвідношення СКВ гармонік до сумарного СКВ флуктуацій $\sigma_{\Phi eb}$.

Кількість членів ряду розкладу K_1 та K_2 знаходиться з умови припустимої похибки вираження поля флуктуації:

$$1 - \sum_{k_1=0}^{K_1} \sum_{k_2=0}^{K_2} m^2(k_1, k_2) \leq \varepsilon_0.$$

Методика формування гаусового випадкового поля флуктуацій $\xi(x, y)$ може бути такою: за допомогою генератора гаусових випадкових чисел з нульовим математичним очікуванням та одиничною дисперсією формуються два масиви чисел $n_1(k_1, k_2)$, $n_2(k_1, k_2)$, $k_1 = 0 - K_1$, $k_2 = 0 - K_2$; із них шляхом множення на відповідні значення $m(k_1, k_2)$ формуються масиви чисел $a(k_1, k_2)$ та $b(k_1, k_2)$:

$$a(k_1, k_2) = m(k_1, k_2) \cdot n_1(k_1, k_2),$$

$$b(k_1, k_2) = m(k_1, k_2) \cdot n_2(k_1, k_2).$$

Отримані значення $a(k_1, k_2)$ та $b(k_1, k_2)$ підставляються в (1.9) та формується результуюче поле флуктуацій $\xi(x, y)$.

При формуванні послідовності кадрів ФЦО, а також таких, що багатократно повторюються, для виключення перепадів значень $\xi(x, y)$ на границях зображень виконується лінійна апроксимація значень $\xi(x, y)$ в перших та останніх стовбцях зображення так, щоб

$$\xi(1, y) = \xi(N - 1, y) = 0,$$

де N - кількість стовпців в зображенні.

Умовою апроксимації є максимально припустима зміна значень $\xi(x, y)$ при зміні x :

$$\Delta \xi_{\max}(x, y) = \xi(x, y) - \xi(x - 1, y).$$

$\Delta \xi_{\max}(x, y)$ оцінюється із умови максимально можливої зміни флуктуації при значенні коефіцієнтів розкладу

$$a(k_1, k_2) = b(k_1, k_2) = m(k_1, k_2),$$

При апроксимації значень $\xi(x, y)$ флуктуації на границях зображень в ФЦО в кожному конкретному кадрі визначаються n_1 перших та n_2 останніх стовпців, для яких виконуються наступні умови:

- швидкість зміни $\xi(x, y)$ значень $\xi(1, y)$ від нуля в першому стовпці до максимального значення $|\xi(n_1, y)|$ в n_1 -ому стовпці повинна бути максимальною, але не перевищувати $\Delta \xi_{\max}(x, y)$;
- швидкість зміни $\Delta \xi(x, y)$ значень $\xi(x, y)$ від максимального $|\xi_{\max}(N - n_2, y)|$ в $(N - 1 - n_2, y)$ - тому стовпці до нуля в $(N - 1)$ -ому стовпці повинна бути максимальною, але не перевищувати $\Delta \xi_{\max}(x, y)$.

Поле незалежних гаусових випадкових чисел $\eta(x, y)$, яке задає значення некорельованого шумового сигналу на вході пристрою порогової обробки, формується шляхом генератора гаусових випадкових чисел з нульовим математичним очікуванням та одиничною

дисперсією. Значення конкретної реалізації шумового сигналу в кадрі ФЦО формуються шляхом множення СКВ шуму σ_u на $\eta(x, y)$.

Вплив структурного шуму у вхідному сигналі порогового пристрою моделюються випадковими числами $\Delta K(x)$, які формуються генератором випадкових рівномірно розподілених в інтервалі $(- 0,05 - +0,05)$ чисел. Значення конкретної реалізації структурної складової отримуються шляхом множення значення фонового сигналу $\bar{U}_{\Phi eb}(x)$ та його флуктуації $\xi(x, y) \cdot \sigma_{Ueb}$ на числа $\Delta K(x)$.

Так як структурна шумова складова в некорельованому шумовому сигналі дуже мала, то її вплив не враховується.

Результуючий сигнал фону формується як адитивна суміш:

$$U_{\Phi}(x, y) = (1 + \Delta K(x))(\bar{U}_{\Phi eb}(x) + \sigma_{Ueb} \cdot \xi(x, y)) + \sigma_u \cdot \eta(x, y).$$

Хмарна поверхня має властивість до зміни розміру об'єктів зі зміною висоти в кадрі за рахунок перспективи. Об'єкти, які містяться ближче до верхньої границі матимуть найбільший розмір, в той час коли об'єкти поблизу межу поділу небесної та водної поверхонь будуть мати найменший розмір. Для моделювання випромінювання об'єктів слід створити матричний фільтр, який змінюватиме свій розмір в залежності від місця розташування хмар, інтенсивність випромінювання всередині об'єкту буде визначатися за середнім значенням сигналу випромінювання хмари $\bar{U}_{\Phi cl}(x)$ та його СКВ $\xi(x, y) \cdot \sigma_{Ucl}$.

Іноді для математичної моделі яскравості фона використовують евристичні моделі [6]. Для хмарного фону автокореляційна функція може бути задана виразом:

$$ACF(x, y) = \sigma_{cl}^2 \exp \left[- \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{|x|}{X_b} + \frac{|y|}{Y_b} \right) \right], \quad (2.11)$$

де σ_{cl}^2 – дисперсія флуктуацій яскравості фону; X_b, Y_b – інтервали кореляції фону.

Розподіл інтенсивності у зображенні текстурованих фонів підкорюється нормальному закону, однак при збільшенні поля зору проявляються нелінійні ефекти внаслідок неоднорідної освітленості та впливу зовнішніх факторів на випромінювальну здатність тіл [7].

Особливим класом фонів є складні фони – тобто такі, які містять в собі кілька текстурних або простих фонових складових. Такі фони будуть типовими для ОЕСС з великим полем зору, до яких належать більшість лінзових систем. Типові складні фони містять декілька великих за площею текстурних фонів та особливі ділянки поділу цих фонів, біля яких спостерігається значна зміна енергетичних та геометричних характеристик в зображенні.

Найпростіший спосіб опису характеристик випромінювання складних фонів полягає у роздільному аналізі спектрів потужності випромінювання складових частин фонів розташованих між границями поділу різних середовищ.

Виділити загальні характеристики в таких зображеннях вкрай важко, тому зазвичай застосовують сегментацію зображення на ділянках з однорідними або неоднорідними фонами та граничні ділянки поділу різних фонів. Відповідно до типу фону слід застосовувати певну методику обробки зображення, яка даватиме найкращі результати як із точки зору якості обробки зображення так і за швидкістю роботи.

Модель об'єкта доцільно розглядати в рамках двох типових режимів роботи ОЕСС – пошуку і розпізнавання. В першому випадку зображення об'єкту може бути субпіксельного/піксельного розміру або займати площу кількох чутливих елементів ПВ. В другому випадку

об'єкт проектується ОС щонайменше на кілька елементів ПВ. Виходячи з того, що об'єкт формує детермінований сигнал, його опис має містити просторовий розподіл спектрального напівсферичного коефіцієнту відбиття $\rho_\lambda(x, y)$ і просторовий розподіл температури $T(x, y)$, які вважаються статистично незалежними.

Завадою зазвичай вважається елемент ФЦО, який за своїми спектральними та просторовими характеристиками є подібним до об'єкта, але не належить класу об'єктів. В загальному випадку сигнал завади є стохастичним, але на практиці для аналізу ефективності ОЕСС доцільніше використовувати детерміновану модель завади.

Основними природними джерелами зовнішнього випромінювання є Сонце, Місяць, зірки, хмари, атмосфера. Це випромінювання є адитивним, має широкий спектральний діапазон і описується спектральною освітленістю $E(\lambda)$. В ОЕСС, які працюють в активному режимі, використовуються імпульсні чи безперервні джерела випромінювання. Вони мають зазвичай неширокий спектральний діапазон (або випромінюють на одній довжині хвилі) і також описуються спектральною освітленістю $E(\lambda)$. В деяких випадках необхідно брати до уваги освітленість, що створюється об'єктами чи завадами. Такі випадки необхідно розглядати окремо і вони не є типовими.

Поле освітленості в фокальній площині ОЕСС є пропорційним полю яскравості в зв'язаних точках простору предметів. Яскравість кожної зв'язаної точки визначається суперпозицією незалежних складових яскравостей, які зумовлені відбитим прямим і розсіяним випромінюванням природного або штучного джерела, відбитим і

розсіяним випромінюванням атмосфери і підстилаючої поверхні, власним тепловим випромінюванням елементів ФЦО.

Застосування ОЕСС для спостереження за об'єктами, що знаходяться поза приміщеннями, вимагає врахування впливу атмосфери. Цей вплив, як правило, показується через зміни контрасту об'єкта. При спостереженні за віддаленими об'єктами слід враховувати, що, по-перше, відбувається ослаблення випромінювання повітряним середовищем і, по-друге, знижується контраст зображення об'єкту на вході системи. Остання обставина обумовлена розсіюючою властивістю атмосфери і, як правило, є визначальною для дальності спостереження. Середовищем розповсюдження сигналу може бути будь-яка прозора в робочому спектральному діапазоні субстанція. Найтиповішим середовищем є земна атмосфера. Атмосферу умовно поділяють на тропосферу (висота до 11 км), стратосферу (до 40 км), мезосферу (від 40 км до 80 км) і термосферу (приблизно 10000 км). Для більшості ОЕСС важлива нижня частина термосфери - іоносфера, що простягається до 800 км. В тропосфері оптичний сигнал зазнає найбільшого спотворення: в інтенсивності - за рахунок поглинання і розсіювання, в координатній чи просторово-частотній області за рахунок турбулентності. Останній тип спотворень є важливим для точних спостережень на великих дистанціях і розглядається, як правило, окремо від інших факторів в рамках теорії лінійних систем [8, 9]. В більшості випадків фазовими викривленнями оптичного сигналу під впливом турбулентності атмосфери можна знехтувати. Енергетичні втрати оптичного сигналу в атмосфері описуються спектральним коефіцієнтом пропускання $\tau_a(\lambda)$ траси від об'єкта до ОС і яскравістю L_a розсіяного атмосферою випромінювання.

Контраст на вході системи спостереження визначається як:

$$K_{ex} = \frac{K_0}{1 + (L_H / L_o)(e^{\varepsilon h} - 1)}. \quad (2.12)$$

З врахуванням того, що $L_o = E\rho/\pi$, $L_H = E_w/\pi$, маємо:

$$K_{ex} = \frac{K_0}{1 + (w/\rho)(e^{\varepsilon h} - 1)}, \quad (2.13)$$

де K_o - контраст об'єкта з фоном; L_o - яскравість об'єкта або фону (більше значення); L_H - яскравість насиченого шару атмосфери (яскравість неба біля горизонту); ρ - коефіцієнт відбиття об'єкта або фону; w - коефіцієнт погоди; ε - показник ослаблення випромінювання шаром атмосфери товщиною 1 км; E - освітленість об'єкта і фону.

Коефіцієнт погоди w визначається як відношення яскравості L_H неба біля горизонту до яскравості горизонтальної абсолютно білої поверхні, освітленої сумарним денним світлом. Коефіцієнт погоди залежить від метеорологічних умов і може бути як менше, так і більше одиниці.

З другого рівняння, наприклад, можна визначити дальність спостереження:

$$h = \frac{1}{\varepsilon} \ln \left[1 + \frac{\rho}{w} \left(\frac{K_0}{K_{ex}} - 1 \right) \right]. \quad (2.14)$$

Отже яскравість ФЦО в загальному випадку можна записати як:

$$L_{ex}(\lambda, x, y) = [L_s(\lambda, x, y) + L_{act}(\lambda, x, y) + L_{sd}(\lambda, x, y) + L_T(\lambda, T, x, y)(1 - \rho_\lambda(x, y))] \cdot \tau_a(\lambda) + L_a(\lambda) + L_{out}(\lambda), \quad (2.15)$$

де $L_s(\lambda, x, y)$ - яскравість простору предметів, що зумовлена прямим освітленням від зовнішнього природного джерела; $L_{act}(\lambda, x, y)$ - яскравість простору предметів, що зумовлена прямим штучним

освітленням в активному режимі роботи ОЕСС; $L_{sd}(\lambda, x, y)$ - яскравість простору предметів, що зумовлена дифузною розсіяним випромінюванням; $L_T(\lambda, T, x, y)$ - власна енергетична яскравість випромінюючих поверхонь, що мають температуру T ; $L_a(\lambda)$ - яскравість власного і розсіяного випромінювання атмосфери; $L_{out}(\lambda)$ - яскравість дифузною розсіяного в атмосфері випромінювання простору предметів з поза меж поля зору ОС.

Яскравість $L_{out}(\lambda)$ може бути значною в УФ та видимому діапазонах при великих коефіцієнтах $\rho_\lambda(x, y)$, а в ІЧ області – за наявності сильно нагрітих об'єктів неподалік від поля зору ОЕСС [10].

Формула (2.15) враховує всі основні джерела вхідного сигналу БК ОЕСС, що працюють в видимому та ІЧ діапазонах. Але для практичного використання цю формулу доцільно спростити. Це неважко зробити взявши до уваги, що при великому значенні $L_s(\lambda, x, y)$ немає необхідності в $L_{act}(\lambda, x, y)$. Тобто пасивний та активний режими роботи ОЕСС потрібно розглядати окремо.

Крім того ідеальний сигнал від об'єкта при проходженні через всі ланки системи погіршується, що звичайно враховують через згортку з відповідною функцією розсіювання точки. Для дистанційних спостережень дуже важливим є врахування пропускання та розсіювання випромінювання в атмосфері. У вхідний блок двоканальної ОЕСС поступає електромагнітне випромінювання широкого безперервного спектру, двовірний просторовий розподіл потоку якого визначається формулою:

$$\Phi(\lambda, x, y) = \tau_a(\lambda, l) \cdot L_{ex}(\lambda, x, y) \cdot \Omega_{ex} A_{ex}, \quad (2.16)$$

де $\tau_a(\lambda, l)$ – спектральний коефіцієнт пропускання атмосфери; $L_{ex}(\lambda, x, y)$ - двовірний просторовий розподіл середнього значення

спектральної яскравості в просторі предметів; Ω_{ex} - тілесний кут поля зору ОЕСС; A_{ex} – площа вхідної зіниці об'єктива ОЕСС.

Просторовий розподіл спектральної яскравості, тобто залежність $L(x, y)$ в найпростіших випадках можна математично описувати безпосередньо двомірною імовірнісною функцією. Для опису близьких до реальності ФЦО традиційною фізико-математичною моделлю об'єктів є просторовий набір зв'язаних елементарних площадок, які є дотичними до поверхні об'єкта. Такий просторовий набір може бути двомірним, або тримірним. Спектральна енергетична світність випромінювання від кожної i -ї елементарної площадки приблизно можна визначити за формулою:

$$M_{повн}^i(\lambda) = M_{вн}^i(\lambda) + M_n^i(\lambda) - M_{\kappa}^i(\lambda) + M_{від}^i(\lambda), \quad (2.17)$$

де $M_{вн}^i(\lambda)$ - спектральна енергетична світність випромінювання за рахунок власної внутрішньої енергії; $M_n^i(\lambda)$ - спектральна енергетична світність випромінювання, що обумовлена поглинутою об'єктом зовнішньою енергією; $M_{\kappa}^i(\lambda)$ - втрати випромінювання за рахунок конвекції; $M_{від}^i(\lambda)$ - спектральна енергетична світність відбитого від площадки випромінювання.

Спектральна енергетична світність $M_{вн}^i(\lambda)$ визначається формулою Планка, спектральним коефіцієнтом випромінювання $\varepsilon(\lambda)$ і в загальному випадку залежить від багатьох факторів. Наприклад, штучні об'єкти, споруди можуть містити потужні джерела видимого випромінювання. Досконало змоделювати простір об'єктів в такому випадку практично неможливо. Але в переважній більшості випадків споживача ОЕСС цікавлять ситуації спостереження на природних

фонах, або при апіорно відомих умовах освітлення. В таких випадках можна знехтувати ефектами холодної люмінесценції і вважати основним активним джерелом випромінювання нагріту ділянку об'єкта. Причому, при підвищенні температури максимум функції $M_{\text{вн}}^i(\lambda)$ зміщується з інфрачервоного в видимий діапазон у відповідності до закону Віна.

Величина $M_n^i(\lambda)$ залежить в першу чергу від теплофізичних властивостей об'єкта, радіаційного нагріву, спектрального коефіцієнту випромінювання $\varepsilon(\lambda)$. В більшості практичних ситуацій найпотужнішим джерелом опромінення поверхні об'єкта є Сонце і на радіаційний нагрів від навколишнього середовища можна не зважати. Конвекційний теплообмін, який теж впливає на енергію, що поступає на об'єкт, враховується доданком $M_{\text{к}}^i(\lambda)$. Отже радіаційний нагрів залежить від кількості сонячної енергії, яку поглинув об'єкт $W_c^i(\lambda)$ [11]:

$$W_c^i(\lambda) = \alpha^i(\lambda) \cdot E(\lambda) \cdot \cos \varphi, \quad (2.18)$$

де $\alpha^i(\lambda)$ - спектральний коефіцієнт поглинання; $E(\lambda)$ - енергетична освітленість поверхні; φ - зенітний кут Сонця.

Спектральний розподіл енергії в сонячному випромінюванні залежить також від положення Сонця (рис. 2.2).

Для об'єкта, який лежить в площині горизонту, кут φ визначається географічною широтою ϕ , часовим кутом Сонця δ і схиленням Сонця t :

$$\cos \varphi = \cos \phi \cos t \cos \delta + \sin \phi \sin \delta.$$

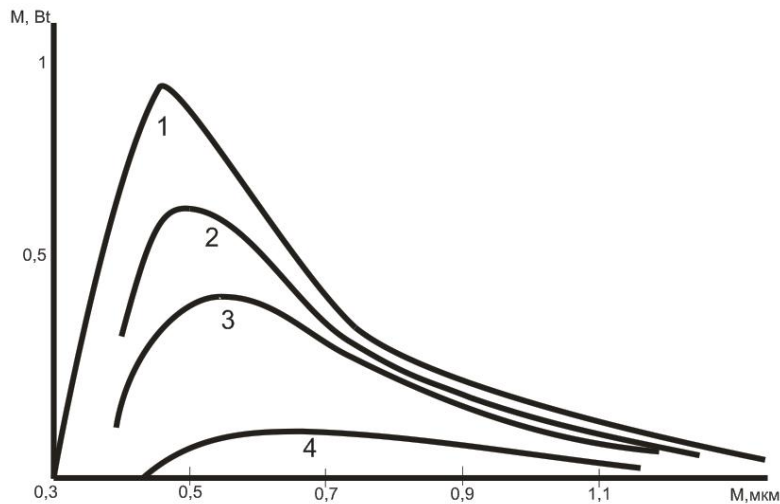


Рисунок 2.2 - Розподіл енергії в сонячному випромінюванні: 1 - за межами атмосфери; 2 - при положенні Сонця в зеніті; 3 - при висоті Сонця - 30° над горизонтом; 4 - за умов, близьких до сходу і заходу (1° над горизонтом)

Конвекційний теплообмін можна обрахувати згідно з рівнянням [12]

$$M^i_k(\lambda) = h \cdot (T_o - T_{нов}), \quad (2.19)$$

де h – коефіцієнт теплопровідності; T_o - температура поверхні об'єкта; $T_{нов}$ - температура повітря.

За умови перевищення температури повітря температури поверхні об'єкта складова $M^i_k(\lambda)$ в формулі (2.17) матиме додатне значення.

Спектральна яскравість елементарної випромінюючої або відбиваючої площадки залежить від її розташування і від властивостей поверхні. Для суттєвого спрощення розрахунків зазвичай використовуються моделі ідеально розсіюючих поверхонь, індикатриса розсіяння яких є постійною у всіх напрямках. Такі поверхні називаються ламбертівськими. Енергетична світність об'єкта, випромінювання якого підпорядковується закону Ламберта, зв'язана з спектральною яскравістю співвідношенням $M(\lambda) = \pi \cdot L(\lambda)$.

Тоді спектральна енергетична світність відбитого від об'єкта випромінювання $M_{\text{від}}^i(\lambda)$ і спектральна яскравість визначаються відповідно за формулами

$$M_{\text{від}}^i(\lambda) = \rho(\lambda) \cdot E(\lambda), \quad (2.20)$$

$$L_{\text{від}}^i(\lambda) = \frac{\rho(\lambda)}{\pi} \cdot E(\lambda), \quad (2.21)$$

де $\rho(\lambda)$ - коефіцієнт яскравості поверхні; $E(\lambda)$ - енергетична освітленість поверхні.

До того, як потрапити в об'єктив ОЕСС випромінювання проходить через атмосферу. В загальному випадку атмосфера, особливо на приземних трасах, є досить неоднорідною. Але при моделюванні систем, що не призначені для аналізу параметрів атмосфери на трасі спостереження, вважають, що спектральні коефіцієнти випромінювання $\varepsilon_a(\lambda, l)$ і пропускання $\tau_a(\lambda, l)$ атмосфери в сумі складають одиницю, тобто $\varepsilon_a(\lambda, l) = 1 - \tau_a(\lambda, l)$.

Подальше моделювання передбачає математичні операції як в просторових і часових координатах, так і в частотних координатах. Тому надалі розглядатимемо не окремі елементарні площадки, а двомірні просторові розподіли відповідних величин. З урахуванням основних складових в моделі випромінювання ФЦО формулу (2.16) можна переписати:

$$\Phi(\lambda, x, y) = [(1 - \tau_a(\lambda, l)) \cdot L_{\text{ат}}(\lambda) + L_{\text{вх}}(\lambda, x, y) \cdot \tau_a(\lambda, l) + L_{\text{ар}}(\lambda)] \cdot \Omega_{\text{вх}} \cdot A_{\text{вх}}, \quad (2.22)$$

де $L_{\text{ат}}(\lambda)$ - спектральна яскравість власного теплового випромінювання атмосфери, яка моделюється абсолютно чорним тілом з коефіцієнтом випромінювання $(1 - \tau_a(\lambda))$; $L_{\text{ар}}(\lambda)$ - спектральна яскравість розсіяного випромінювання атмосфери; $L_{\text{вх}}(\lambda, x, y)$ - середнє

значення спектральної яскравості об'єктів у просторі предметів.

2.2 Перетворення сигналів в об'єктиві ОЕСС

Спрощену схему об'єктива ОЕСС зображено на рис. 2.3 [13]. Дія об'єктива у цій схемі описується головними площинами H, H' та фокусами F, F' , розміщення яких залежить від радіусів кривизни поверхонь, що заломлюють та відбивають промені, товщини оптичних середовищ, показників заломлення. Із рисунка за геометричними співвідношеннями можна отримати поля зору об'єктива у горизонтальній та вертикальній площинах $2\omega_{ox}$ та $2\omega_{oy}$:

$$2\omega_{ox} = 2\arctg \frac{l_{Dx}}{2a'}; 2\omega_{oy} = 2\arctg \frac{l_{Dy}}{2a'};$$

Загальне поле зору об'єктива визначається як

$$2\omega_o = \sqrt{2\omega_{ox}^2 + 2\omega_{oy}^2}.$$

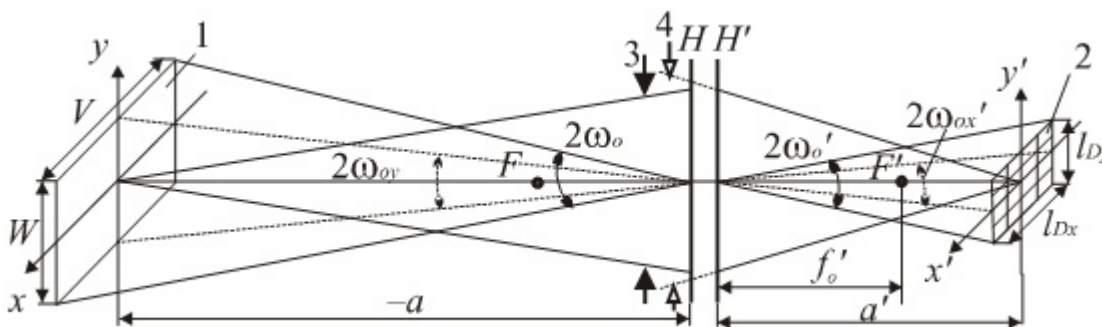


Рисунок 2.3 - Схема ідеального об'єктива: 1 – площина об'єкта; 2 – площина зображення; 3 – вхідна зіниця; 4 – вихідна зіниця

На практиці геометричне поле зору ОЕСС визначають розмірами ПВ, фокусною відстанню об'єктива, а також параметрами системи сканування.

В разі відсутності він'єтування в об'єктиві та якщо випромінююча поверхня об'єкта з енергетичною яскравістю L_{et} розміщена перпендикулярно до осі спостереження, то на вхідну зіницю ТС надходить спектральний потік випромінювання:

$$\Phi_e(\lambda) = \tau_A(\lambda) L_{et}(\lambda) A_t \Omega_o = \frac{1}{\pi} \tau_A(\lambda) A_t \Omega_o \varepsilon_t(\lambda) M_\lambda(\lambda, T_t), \quad (2.23)$$

де $\tau_A(\lambda)$ - спектральний коефіцієнт пропускання атмосфери; A_t - площа об'єкта, який перебуває в межах миттєвого поля зору ОЕСС; $\Omega_o = A_o/d^2$ - тілесний кут, у межах якого випромінювання від об'єкта надходить на вхідну зіницю площею A_o .

Енергетична спектральна освітленість E_{e0}' , яка формується на чутливій поверхні ПВ при заданій енергетичній яскравості об'єкта L_{et} , для осьової точки осесиметричної ОС визначається формулою

$$E_{\lambda 0}(\lambda) = \frac{\pi \cdot \tau_A(\lambda) \cdot \tau_o(\lambda) \cdot L_{\lambda t}(\lambda)}{4k_{eff}^2 \left(1 - \frac{\beta'}{\beta_p}\right)^2}, \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2 \cdot \text{мкм}}, \quad (2.24)$$

де $\tau_o(\lambda)$ – спектральний коефіцієнт пропускання ОС; k_{eff}^2 - ефективне діафрагмове число:

$$k_{eff}^2 = \frac{f_o'^2}{D_p^2 - D_i^2}, \quad (2.25)$$

де D_p і D_i – зовнішній і внутрішній діаметри вхідної зіниці відповідно. Для лінзових систем $D_i = 0$. Для дзеркального об'єктива у випадку, коли об'єкт розташований у нескінченності, діаметр D_i дорівнює діаметру малого дзеркала.

За межами осьової точки освітленість зменшується. Навіть якщо пучок променів повністю проходить через апертурну діафрагму, конуси

променів, які формують зображення, стають тоншими. У першому наближенні ця залежність описується виразом

$$E_e'(\omega') = E_{e0}' \cdot \cos^4 \omega', \quad (2.26)$$

де ω' – кут поля зору у просторі зображень.

2.3 Прийом оптичного сигналу

Приймач випромінювання є одним з найважливіших блоків ОЕСС. Існують кілька методів прийому оптичного випромінювання ПВ – безпосередній, гетеродинний, гомодинний. В ОЕСС зазвичай реалізується перший тип прийому, коли вхідне оптичне випромінювання перетворюється в електричний сигнал без домішування додаткових сигналів.

Дискретний характер лінійних і матричних ПВ викликає появу геометричного шуму в зображенні та псевдочастот в просторово-частотному спектрі сигналу, що обумовлює необхідність модифікації традиційних загальноживаних параметрів і характеристик ОЕСС.

Без врахування втрат потужності при просторовій виборці та в електронних блоках, сигнал на виході ПВ дорівнює:

$$u_{iv}(t) = \int_{1,1}^{14} \Phi(\lambda, x, y) \cdot \tau_{oc}(\lambda) \cdot s_{ne}(\lambda) d\lambda. \quad (2.27)$$

Один із основних факторів, який обмежує принципово досягнуті параметри ІЧ МПВ, пов'язаний з особливостями дискретної структури ПВ. Для вилучення оптичного зв'язку між чутливими елементами (із-за хвильових властивостей випромінювання) відстань між ними повинна перевищувати робочу довжину хвилі випромінювання, що реєструється. Відмінність ІЧ матриць від матричних приймачів видимого діапазону

пов'язана з різницею у співвідношенні розмірів елемента матриці і довжини хвилі випромінювання.

Важливими параметрами ПВ є кількість пікселів і характер їх розташування, геометричні розміри пікселя. Ці параметри впливають як на енергетичні, так і на просторові характеристики перетворення сигналів в ПВ. Найважливішими характеристиками ПВ є спектральна чутливість, частотна характеристика чутливості, шумовий спектр потужності, ефективна шумова смуга, виявлювальна здатність, освітленість, яка є еквівалентною шуму, потужність, яка є еквівалентною шуму, просторово-часова модуляційна передавальна функція.

Чутливість R_D – це відношення електричного сигналу (напруги u_s або струму i_s) до оптичного сигналу (потoku випромінювання Φ_e' , освітленості E_e' , експозиції H_e'), який падає на чутливу площадку ПВ і створює електричний сигнал [9]:

$$R_D = \frac{u_s}{\Phi_e'} . \quad (2.28)$$

Спектральна чутливість $R_D(\lambda)$ визначається, перш за все, матеріалом чутливого елемента ПВ. Більшість ПВ мають захисні вікна, які виконують роль додаткового спектрального фільтра.

Частотна характеристика чутливості $R_D(f)$ – це залежність чутливості від частоти модуляції f потоку випромінювання, який падає на ПВ. Ця характеристика залежить від постійної часу ПВ t_D або відповідної релаксаційної частоти:

$$f_D = \frac{1}{2\pi t_D} , \quad (2.29)$$

де f_D – частота модуляції потоку випромінювання, при якій чутливість ПВ зменшується до 0,707 від максимального значення (або на 3 dB).

Нормоване значення спектральної щільності потужності шуму $G_n(f)=dP_n(f)/df$ називається шумовим спектром потужності

$$NPS(f) = \frac{G_n(f)}{G_{n\max}}. \quad (2.30)$$

Ефективна шумова смуга Δf характеризує здатність підсилювача перетворювати сигнал і шум ПВ. Вона визначається співвідношенням:

$$\Delta f = \frac{1}{G_{n\max}} \int_0^{\infty} G_n(f) M_{El}^2(f) df, \quad (2.31)$$

де $M_{El}(f)$ – МПФ підсилювача (нормований частотний коефіцієнт підсилення).

Освітленість, що є еквівалентною шуму E_n визначається із умови рівності кількості фотонів N_{ph} , які падають на чутливу площадку при рівномірній освітленості E_n за час накопичення сигналу t_i , кількості фотонів N_n , які відповідають шумовому сигналу ПВ u_n . При цьому

$$N_{ph} = E_n k_{oe} A_D t_i; \quad (2.32)$$

$$N_n = \frac{u_n}{k_{ue} \eta_D}, \quad (2.33)$$

де $k_{eo} = 10^{16}$ фотон/(лм·с) – перевідний коефіцієнт; k_{ue} – коефіцієнт перетворення ПВ, В/електрон; η_D – квантова ефективність, електрон/фотон.

Із рівності $N_{ph} = N_n$ маємо

$$E_n = \frac{u_n}{k_{ue} \eta_D k_{oe} A_D t_i}. \quad (2.34)$$

Потужність, що є еквівалентною шуму NEP (пороговий потік $\Phi_{e\min}$), це таке значення потоку випромінювання, що створює на виході ПВ сигнал, який дорівнює середньоквадратичному значенню шуму u_n в заданій смузі частот

$$NEP = \Phi_{e\min} = \frac{u_n}{R_D}. \quad (2.35)$$

Виявлювальна здатність ПВ D характеризує шумові властивості ПВ і є величиною, оберненою до потужності, що еквівалента шуму

$$D = \frac{1}{NEP}. \quad (2.36)$$

Для виключення впливу на розрахунки площі чутливої площадки ПВ A_D та шумової смуги Δf використовують поняття питомої виявлювальної здатності D^*

$$D^* = \frac{\sqrt{A_D \cdot \Delta f}}{NEP}. \quad (2.37)$$

Питома виявлювальна здатність D^* залежить від температури об'єкта T_t , робочої температури ПВ T_D , довжини хвилі λ і частоти модуляції випромінювання f . У загальному випадку апроксимувати функцію $D^*(T_t, T_D, \lambda, f)$ неможливо. Тому D^* визначається для конкретних умов. Зазвичай $D^*(T_t)$ визначається відносно АЧТ.

МПФ ПВ описується добутком двох функцій: просторової МПФ M_{Ds} , яка залежить від геометричної форми пікселя, і часової МПФ M_{Dt} , яка залежить від інерційності ПВ

$$M_D = M_{Ds} \cdot M_{Dt}. \quad (2.38)$$

Просторова МПФ є модулем нормованого перетворення Фур'є від розподілу чутливості $R_D(x', y')$ в межах чутливої площадки ПВ. В

найпростішому випадку для одноелементного ПВ, чутливість якого в межах площадки прямокутної форми $V_D \times W_D$ є постійною, просторова МПФ визначається функцією

$$M_{Ds}(v_x', v_y') = \frac{\sin(\pi V_D v_x')}{\pi V_D v_x'} \frac{\sin(\pi W_D v_y')}{\pi W_D v_y'}. \quad (2.39)$$

Типовою часовою МПФ є характеристика низькочастотного фільтру

$$M_{Dt}(f) = [1 + (2\pi t_D f)^2]^{-0.5}. \quad (2.40)$$

Загальна МПФ ПВ M_D повинна залежати від просторової частоти v_x' або від часової f частоти, які пов'язані між собою:

$$x = ft_o = v_x' V_D, \quad (2.41)$$

де t_o – час розкладу одного елемента зображення.

Отже в найпростішому випадку одномірна МПФ ПВ має вигляд

$$M_D(f) = \frac{\sin(\pi ft_o)}{\pi ft_o \sqrt{1 + (2\pi t_D f)^2}}, \quad (2.42)$$

МПФ МПВ зазвичай подають у вигляді добутку двох функцій: МПФ $M_{Dsl}(v_x, v_y)$ чутливої площадки пікселя і МПФ $M_{Dsd}(v_x, v_y)$, що враховує процес просторової вибірки, яку здійснює МПВ.

Функція $M_{Dsd}(v_x, v_y)$ визначається періодом вибірки. Якщо період вибірки матричної структури $V_D \times W_D$, то функція $M_{Dsd}(v_x, v_y)$ має вигляд:

$$M_{Dsd}(v_x, v_y) = V_D W_D \operatorname{sinc}(V_D v_x) \operatorname{sinc}(W_D v_y). \quad (2.43)$$

Принцип дії ПВ також впливає на МПФ. Цей вплив специфічний і може бути врахований у вигляді додаткових передавальних функцій, якщо це необхідно.

Як було сказано вище, всі ПВ можна розділити на два великих класи – фотонні та теплові. Перший клас використовується як для ТВ ОЕСС, так і для ТПВ. Теплові ПВ (хоч є чутливими і в УФ діапазоні спектру) здебільшого зустрічаються в ТПВ ОЕСС. Розглянемо математичні моделі найбільш розповсюджених фотонних та теплових ПВ.

В кожному пікселі на рівні сигнального заряду, близького до режиму насичення $Q_s \leq (0,7 - 0,8)Q_{\max}$, заряд накопичується прямо пропорційно часу накопичення та рівню освітленості $Q_s \cong E \cdot t_i$.

За рахунок явища теплової генерації носіїв на протязі часу t_i у кожному пікселі накопичується також певний тепловий заряд Q_n , який складається з сигнальним зарядом Q_s . Середнє значення темного заряду, що накопичується в пікселі, визначається як

$$Q_n = j_n A_D t_i, \quad (2.44)$$

де j_n – середня щільність темного струму накопичення заряду; A_D – площа пікселя.

Внаслідок неоднорідності матеріалу пікселя значення j_n є різним в усіх точках поверхні кристалу і є випадковою функцією просторових координат x', y' . Тому накопичені за час t_i темнові заряди будуть різні в різних пікселях МПВ, а зарядовий рельєф $Q(x_i', y_j')$, що формується на етапі накопичення, визначається не тільки змінною $E(x', y')$, але і випадковими флуктуаціями темнових струмів. В кінцевому підсумку це призводить до спотворення корисного сигналу, який формує МПВ. Величина спотворень залежить від відношення сигнального і темного зарядів.

Середньоквадратичне відхилення середніх значень темнових зарядів, що накопичуються в різних пікселях МПВ за час t_i , є характеристикою так званого геометричного шуму

$$\sigma_{Dn} = Q_n \cdot k_{gn}, \quad (2.45)$$

де k_{gn} – коефіцієнт відносного відхилення темнових струмів по кристалу ПЗЗ.

Спектральна чутливість фотонних ПВ має верхню граничну довжину хвилі λ_2 . На основі експериментальних досліджень спектральну чутливість $R_D(\lambda)$ і питому виявлювальну здатність $D^*(\lambda)$ апроксимують функціями

$$R_D(\lambda) = \begin{cases} \frac{\lambda}{\lambda_2} R_{\max} & \text{при } \lambda \leq \lambda_2 \\ 0 & \text{при } \lambda > \lambda_2, \end{cases} \quad (2.46)$$

$$\text{і} \quad D^*(\lambda) = \begin{cases} \frac{\lambda}{\lambda_2} D_{\max}^* & \text{при } \lambda \leq \lambda_2 \\ 0 & \text{при } \lambda > \lambda_2, \end{cases} \quad (2.47)$$

де λ_2 – гранична довжина хвилі.

При роботі в режимі накопичення TDI з'являється додатковий фактор, який впливає на МПФ МПВ. Якщо середня швидкість руху зарядових пакетів v_e відрізняється від швидкості руху зображення v_i , то величина МПФ зменшується в M_{Dv} разів. Якщо різниця між швидкостями $\Delta v = v_e - v_i$, то після N каскадів TDI зарядові пакети будуть зміщені на відстань $NV_D(\Delta v/v_i)$ від того місця, де вони були б при ідеальній синхронізації. Функція M_{Dv} в цьому випадку визначається формулою

$$M_{Dv}(v_x) = \frac{\sin\left(\frac{\pi v_x N \Delta v}{2 v_N v_i}\right)}{\frac{\pi v_x N \Delta v}{2 v_N v_i}}, \quad (2.48)$$

де v_N – частота Найквіста.

Критерієм допустимого погіршення може бути величина 0,64 для $v_x/v_N = 0,5$. Тому для МПВ з $N = 4$ допустима неузгодженість швидкостей сканування складає 50%. Якщо $\Delta v/v_i = 0,01$, то $M_{Dv} = 0,9998$, тобто функцією M_{Dv} можна знехтувати.

В загальному вигляді вольтова чутливість теплових МПВ описується формулою

$$R_D = \frac{\alpha_a k_D}{G_{th} \sqrt{1 + (2\pi f t_D)^2}}, \quad (2.50)$$

де α_a – коефіцієнт поглинання чутливого елемента; G_{th} – теплопровідність між чутливим елементом і оточуючим середовищем; k_D – коефіцієнт перетворення приросту температури чутливого елемента ΔT у зміну напруги Δu на виході ПВ $k_D = \Delta u / \Delta T$.

Постійна часу теплового ПВ визначається теплоємністю чутливого елемента C_{th}

$$t_D = \frac{C_{th}}{G_{th}}. \quad (2.51)$$

Коефіцієнт перетворення k_D визначається за формулою:

- Для болометра при умові, що $R_{De} \ll R_i$:

$$k_D = \alpha_t R_{De} i_0, \quad (2.52)$$

де $\alpha_t = R_{De}^{-1} dR_{De} / dT$ – температурний коефіцієнт опору матеріалу чутливого елемента, який має опір R_{De} ; i_0 – струм зміщення, який протікає через болометр; R_l – опір навантаження.

- Для піроелектричного ПВ:

$$k_D = \frac{\gamma_p A_D 2\pi f R_D}{\sqrt{1 + (2\pi t_{De} f)^2}}, \quad (2.53)$$

де $\gamma_p = dp / dT$ – піроелектричний коефіцієнт матеріалу чутливого елемента; p – дипольний момент; A_D – площа чутливого елемента; $t_{De} = R_D C_D$ – електрична постійна часу; C_D – електрична ємність чутливого елемента.

Для того, щоб були зрозумілими особливості теплових МПВ, проаналізуємо їх основні характеристики [14].

В загальному вигляді вольтова чутливість описується формулою

$$R_D = \frac{\alpha_a k_D}{G_{th} \sqrt{1 + (2\pi t_D f)^2}}, \quad (2.54)$$

де α_a – коефіцієнт поглинання чутливого елемента; G_{th} – теплопровідність між чутливим елементом і оточуючим середовищем; k_D – коефіцієнт перетворення приросту температури чутливого елемента ΔT у зміну напруги Δu на виході ПВ, тобто

$$k_D = \frac{\Delta u}{\Delta T}. \quad (2.55)$$

Постійна часу теплового ПВ дорівнює

$$t_D = \frac{C_{th}}{G_{th}}, \quad (2.56)$$

де C_{th} – теплоємність чутливого елемента.

Коефіцієнт перетворення k_D визначається за формулою:

- Для болометра при умові, що $R_{De} \ll R_1$:

$$k_D = \alpha_t R_{De} i_0, \quad (2.57)$$

де $\alpha_t = R_{De}^{-1} dR_{De} / dT$ – температурний коефіцієнт опору матеріалу чутливого елемента, який має опір R_{De} ; i_0 – струм зміщення, який протікає через болометр; R_1 – опір навантаження.

- Для піроелектричного ПВ:

$$k_D = \frac{\gamma_p A_D 2\pi f R_D}{\sqrt{1 + (2\pi t_{De} f)^2}}, \quad (2.58)$$

де $\gamma_p = dp / dT$ – піроелектричний коефіцієнт матеріалу чутливого елемента; p – дипольний момент; A_D – площа чутливого елемента; $t_{De} = R_D C_D$ – електрична постійна часу; C_D – електрична ємність чутливого елемента.

В деяких випадках для оцінки температурної чутливості і порівняння інфрачервоних матриць використовують параметр еквівалентна шуму різниці температур $NETD$, який характеризує ОЕСС в цілому. Параметр $NETD$ розраховується за формулою [13]

$$NETD = \frac{4k_{eff}^2}{D_{th}^* \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{\partial M_\lambda(\lambda, T)}{\partial T} d\lambda} \sqrt{\frac{\Delta f}{A_D}}. \quad (2.59)$$

Для визначення $NETD$, як параметра ПВ, в формулі (2.59) вважають, що [14]:

- Ефективне діафрагмове число $k_{eff} = 1$.
- Ефективна шумова смуга $\Delta f = 1/(2t_i)$, де t_i – час інтегрування матриці, який може дорівнювати постійній часу пікселя t_D .

При таких допущеннях параметр ПВ $NETD$ розраховується за формулою

$$NETD = \frac{4}{\sqrt{2A_D \cdot t_i} \cdot D_{th}^* \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{\partial M_\lambda(\lambda, T)}{\partial T} d\lambda}. \quad (2.60)$$

Аналіз формули (2.60) свідчить про те, що зменшення параметру $NETD$ (підвищення температурної чутливості) теплового МПВ можна досягти за рахунок:

1. Збільшення диференціальної інтегральної світності, що визначається інтегралом в (2.60). Теплові МПВ мають більшу температурну чутливість (менше значення $NETD$) при атмосферних температурах в вікні прозорості атмосфери (8 – 14) мкм.
2. Збільшення часу інтегрування t_i , який обмежений постійною часу ПВ t_D та періодом кадрової розгортки t_f , які можуть бути узгоджені між собою і телевізійним стандартом. Це одна із головних переваг теплових МПВ порівняно з фотонними МПВ, в яких потрібно створювати елементи накопичення заряду.
3. Збільшення площі чутливого елементу A_D . Але збільшення площі $A_D = V_D \times W_D$ призводить до погіршення просторового розділення ОЕСС.

МПВ здійснює двовимірну просторову й одновимірну тимчасову вибірку відліків. Через те, що безперервний розподіл освітленості перетворюється в дискретний сигнал розподілу зарядів система, що зображує, з вибіркою виявляється просторово неінваріантною, тобто зображення точкового джерела залежить від його положення щодо двовимірних ґрат матриці. Однак при виконанні певних вимог, аналіз ОЕСС, заснований на теорії лінійної просторової фільтрації й використанні МПФ, може бути розповсюджений і на з вибіркою [15].

Якщо представити МПВ транспортом у вигляді матриці прямокутних пікселів розмірами $X' \times X$ з відстанями між їхніми

центрами $d_{x'}$ і $d_{y'}$, то функція пропускання кожного пікселя з координатами центру $x'_{\text{пр}}$ і $y'_{\text{пр}}$ має вигляд

$$H_{\text{МПВ}}(x', y', x'_{\text{пр}}, y'_{\text{пр}}) = \text{rect}\left(\frac{x' - x'_{\text{пр}}}{X'}, \frac{y' - y'_{\text{пр}}}{Y'}\right). \quad (2.61)$$

У результаті вибірки сигналу $E_3(x', E)$ зображення на МПВ представляється у вигляді просторово фільтрованої вибіркової сукупності середніх значень опромінення в межах кожного пікселя. Потім здійснюється перетворення оптичного випромінювання в електричний сигнал і формування зарядів у кожному пікселі.

Заряд $q(0,0)$, формований центральним вікном ($x'_{\text{пр}} = 0, y'_{\text{пр}} = 0$), у випадку фотонних ПВ дорівнює

$$q(0,0) = \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} \iint_{-\infty}^{\infty} E(x', y') \text{rect}\left(\frac{x'}{a_x}; \frac{y'}{a_y}\right) dx' dy', \quad (2.62)$$

де $\eta(\lambda)$ – квантова ефективність чутливого шару на робочій довжині хвилі; h – постійна Планка; ν – частота випромінювання; \bar{e} – заряд електрона; t_H – час накопичення матриці.

В результаті вибірки з допомогою дельта-функції $\delta(x', y')$ в точці $x' = 0, y' = 0$ отримаємо значення заряду, що має розмірність поверхневої густини заряду:

$$q_{\text{виб}}(0,0) = \left[\frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} \iint_{-\infty}^{\infty} E(x', y') \text{rect}\left(\frac{x'}{a_x}; \frac{y'}{a_y}\right) dx' dy' \right] \delta(x', y'). \quad (2.63)$$

Після заміни в (2.63) x', y' на u і v маємо

$$q_{\text{виб}}(0,0) = \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} \left[\iint_{-\infty}^{\infty} E(u, v) \text{rect}\left(\frac{u}{X'}; \frac{v}{Y'}\right) du dv \right] \delta(x', y'). \quad (2.64)$$

Множення на $\delta(x', y')$ здійснює вибірку функції в квадратних дужках, при $x' = 0, y' = 0$. Тому можна замінити множник $rect\left(\frac{u}{x'}; \frac{v}{y'}\right)$ на $rect\left(\frac{u-x'}{x'}; \frac{v-y'}{y'}\right)$. С врахуванням властивостей функції $rect$ формулу (2.64) можна переписати як

$$q_{\text{виб}}(0, 0) = \left[\frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} \iint_{-\infty}^{\infty} E(u, v) rect\left(\frac{x'-u}{x'}; \frac{y'-v}{y'}\right) dudv \right] \delta(x', y'). \quad (2.65)$$

Таким чином, вибіркове значення заряду в точці $x' = 0, y' = 0$ с точністю до постійного множника дорівнює згортці функцій $E(x', y')$ та $rect\left(\frac{x'}{x'}; \frac{y'}{y'}\right)$, перемноженій на дельта-функцію $\delta(x', y')$:

$$q_{\text{виб}}(0, 0) = \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} \left[E(x', y') \otimes rect\left(\frac{x'}{x'}; \frac{y'}{y'}\right) \right] \delta(x', y'). \quad (2.66)$$

Аналогічно знаходиться вибіркове значення заряду в точці $x'_{\text{пр}}, y'_{\text{пр}}$ з координатами $x'_{\text{пр}} = md_x; y'_{\text{пр}} = nd_y$, де m, n – кількість пікселів в рядку та стовбці відповідно.

Отже заряд МПВ $q_{\text{виб}}(x', y')$ визначається сумою вибірових значень в кожній точці md_x, nd_y :

$$q_{\text{виб}}(x', y') = \sum_{m,n=-\infty}^{m,n=\infty} \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} \times \\ \times \iint \left\{ E(u, v) rect\left[\frac{(u-md_{x'}-x')}{x'}, \frac{(v-nd_{y'}-y')}{y'}\right] dx' dy' \right\} \times \quad (2.67) \\ \times \delta(x' - md_{x'}, y' - nd_{y'}).$$

З врахуванням парності прямокутної функції запишемо (2.67)

$$q_{\text{вб}}(x', y') = \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} \left[E(x', y') \otimes \text{rect}\left(\frac{x'}{X'}; \frac{y'}{Y'}\right) \right] \times \\ \times \frac{1}{d_{x'} d_{y'}} \text{comb}\left(\frac{x'}{d_{x'}}; \frac{y'}{d_{y'}}\right), \quad (2.68)$$

$$\text{де } \sum_{m,n=-\infty}^{m,n=\infty} [\delta(x' - m d_{x'}, y' - n d_{y'})] = \frac{1}{d_{x'} d_{y'}} \text{comb}\left(\frac{x'}{d_{x'}}; \frac{y'}{d_{y'}}\right).$$

Таким чином, усереднююча вибірка, здійснювана МПВ, з точністю до постійного множника еквівалентна згортці функцій освітленості в зображенні об'єкта з розподілом чутливості по пікселу й наступній вибірці в центрі кожного елемента. Якщо розподіл чутливості по пікселу є нерівномірним і описується функцією $H_{\text{мпв}}(x', y')$, то вибіркова функція $q_{\text{вб}}(x', y')$ набуде вигляду

$$q_{\text{вб}}(x', y') = \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} [E_{\text{из}}(x', y') \otimes H_{\text{эл}}(x', y')] \times \\ \times \frac{1}{d_{x'} d_{y'}} \text{comb}\left(\frac{x'}{d_{x'}}; \frac{y'}{d_{y'}}\right), \quad (2.69)$$

З врахуванням кінцевих розмірів матриці формулу (1.57) можна записати як

$$q_{\text{вб}}(x', y') = \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} \left[E(x', y') \otimes \text{rect}\left(\frac{x'}{X'}; \frac{y'}{Y'}\right) \right] \times \\ \times \text{comb}\left(\frac{x'}{d_{x'}}; \frac{y'}{d_{y'}}\right) \text{rect}\left(\frac{x'}{l_x}; \frac{y'}{l_y}\right). \quad (2.70)$$

Для аналізу просторово-частотного спектру вихідного сигналу знайдемо фур'є-образ від (2.70):

$$\begin{aligned}
 \tilde{q}_{\text{внб}}(v_x, v_y) &= \mathcal{F}\{q_{\text{внб}}(x', y')\} = \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e}t_H}{hvd_x d_y} \times \\
 &\times \mathcal{F}\left\{E(x', y') \otimes \text{rect}\left(\frac{x'}{X'}; \frac{y'}{Y'}\right)\right\} \otimes \\
 &\otimes \mathcal{F}\left\{\text{comb}\left(\frac{x'}{d_{x'}}; \frac{y'}{d_{y'}}\right) \otimes \text{rect}\left(\frac{x'}{l_x}; \frac{y'}{l_y}\right)\right\} = \\
 &= \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e}t_H a_{x'} a_{y'}}{hvd_{x'} d_{y'}} [\tilde{E}(v_x, v_y) \text{sinc}(X' v_{x'}, Y' v_{y'})] \otimes \\
 &\otimes d_{x'} d_{y'} \text{comb}(d_{x'} v_{x'}, d_{y'} v_{y'}).
 \end{aligned} \tag{2.71}$$

Враховуючи, що $l_{x'} \gg d_{x'}$, $l_{x'} \gg X'_{x'}$ і $l_{y'} \gg d_{y'}$, $l_{y'} \gg Y'_{y'}$, спектральними компонентами, що залежать від кінцевих розмірів матриці, можна знехтувати:

$$\lim_{l_x, l_y \rightarrow \infty} l_x, l_y \text{sinc}(v_{x'} l_{x'}, v_{y'} l_{y'}) \rightarrow \delta(v_{x'}, v_{y'}). \tag{2.72}$$

Тоді (2.71) можна записати як

$$\begin{aligned}
 \tilde{q}_{\text{внб}}(v_{x'}, v_{y'}) &= \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e}t_H a_{x'} a_{y'}}{hv} [\tilde{E}(v_{x'}, v_{y'}) \text{sinc}(X'_{x'} v_{x'}, Y'_{y'} v_{y'})] \otimes \\
 &\otimes \text{comb}(d_{x'} v_{x'}, d_{y'} v_{y'}) = \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e}t_H X'_{x'} Y'_{y'}}{hv} \times \\
 &[\tilde{E}(v_{x'}, v_{y'}) \text{sinc}(X'_{x'} v_{x'}, Y'_{y'} v_{y'})] \otimes \\
 &\otimes \left[\sum_{m, n \rightarrow -\infty}^{m, n \rightarrow \infty} \frac{1}{d_{x'} d_{y'}} \left(\delta v_{x'} - \frac{m}{d_{x'}}; v_{x'} - \frac{n}{d_{y'}} \right) \right] = \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e}t_H X'_{x'} Y'_{y'}}{hvd_{x'} d_{y'}} \times \\
 &\times \sum_{m, n \rightarrow -\infty}^{m, n \rightarrow \infty} \left\{ \tilde{E} \left(v_{x'} - \frac{m}{d_{x'}}; v_{x'} - \frac{n}{d_{y'}} \right) \text{sinc} \left[X' \left(v_{x'} - \frac{m}{d_{x'}} \right), Y' \left(v_{x'} - \frac{n}{d_{y'}} \right) \right] \right\}.
 \end{aligned} \tag{2.73}$$

Після перегрупування членів в формулі (2.73), пов'язаної з виділенням спектральних компонентів зі значенням $m=0$, $n=0$, одержимо остаточний вираз для просторово-частотного спектру сигналу після усереднюючої вибірки й детектування:

$$\begin{aligned} \tilde{q}_{\text{внб}}(v_{x'}, v_{y'}) = & \frac{a_{x'} a_{y'}}{d_{x'} d_{y'}} \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} [\tilde{E}(v_{x'}, v_{y'}) \text{sinc}(a_{x'} v_{x'}, a_{y'} v_{y'})] + \\ & + \frac{a_{x'} a_{y'}}{d_{x'} d_{y'}} \frac{X' Y' \eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} \times \end{aligned} \quad (2.74)$$

$$\begin{aligned} \times \sum_{m,n \rightarrow -\infty}^{m,n \rightarrow \infty} \tilde{E} \left\{ \left(v_{x'} - \frac{m}{d_{x'}}; v_{x'} \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{n}{d_{y'}} \right) \text{sinc} \left[X' \left(v_{x'} - \frac{m}{d_{x'}} \right), Y' \left(v_{x'} - \frac{n}{d_{y'}} \right) \right] \right\}. \end{aligned}$$

Аналіз формули (2.74) показує, що вплив усереднюючої вибірки виявляється не тільки у фільтрації просторового спектру зображення чутливим елементом МПВ, але й у появі псевдо частот із центрами в точках $md_{x'}, nd_{y'}$.

У загальному випадку сигнал на виході МПВ залежить від випадкового просторового зсуву вхідного зображення $E(x' - x'_0, y' - y'_0)$ щодо матриці, обумовленого значеннями x'_0, y'_0 . Однак зазначений ефект відіграє істотну роль лише тоді, коли розміри деталей зображення приблизно співвідносяться з розмірами одного пікселя, а отже не виконується умова теореми відліків, яка встановлює межу ширини спектра вхідного сигналу, переданого без нелінійних викривлень.

2.4 Обробка відеосигналу

В більшості випадків при проектуванні ОЕСС блок електроніки вважають лінійною системою з МПФ $M_{El}(f)$, яку можна визначити як [16]

$$M_{El}(f) = \frac{C_{El}(f)}{C_{El}^{max}}, \quad (2.75)$$

де $C_{El}(f)$ – коефіцієнт підсилення на частоті f ; C_{El}^{max} - максимальне значення коефіцієнта підсилення.

В блоці електроніки при подальшому проходженні сигналу і шуму по електронному тракту ОЕСС вони дискредитуються у часі і квантуються по амплітуді. В більшості методик розрахунку основних характеристик ОЕСС не враховується вплив часової дискретизації (комутації) і операції поновлення аналогового сигналу, що здійснює ЦАП, на спектральну щільність потужності шуму.

Розглянемо поетапне перетворення відеосигналу [16]. Попередній підсилювач є низькочастотним фільтром і здійснює часову фільтрацію вхідного сигналу. Смуга пропускання такого фільтра знаходиться у межах від 0 до деякої максимальної частоти (частоти зрізу) f_{max} , за межами якої фільтр не пропускає сигнал. МПФ такого ідеального фільтра має вигляд:

$$M_{ilf}(f) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } 0 \leq f \leq f_{max}; \\ 0, & \text{якщо } f > f_{max}. \end{cases} \quad (2.76)$$

Зв'язок частоти електричного сигналу f з просторовою частотою ν_x' у площині ПВ описується формулою

$$f = \frac{V_D}{t_o} v_x', \Gamma u$$

де V_D – лінійний розмір чутливої площадки ПВ уздовж сканування, в мм.

Якщо максимальна просторова частота обмежена частотою Найквіста $v_N = 1/2 V_D$, максимальна частота відеосигналу визначається як

$$f_{max} = \frac{1}{2t_o}. \quad (2.77)$$

Ідеальний низькочастотний фільтр пропускає обмежений спектр корисного сигналу без спотворень і подавляє шум за межами смуги пропускання, що призводить до підвищення відношення сигнал/шум. МПФ реального низькочастотного фільтру істотно відрізняється від ідеального і часто апроксимується поліномом. Найбільше розповсюдження отримали низькочастотні фільтри Баттерворда, які забезпечують найбільш пласку характеристику у смузі пропускання. МПФ такого фільтра описується формулою

$$M_{rlf}(f) = \left[1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}} \right)^{2n} \right]^{-0,5}, \quad (2.78)$$

де f_{3dB} – частота, на якій амплітуда вихідного сигналу зменшується на 3dB або в $\sqrt{2}$ разів; n – порядок фільтра.

Чим вище порядок фільтра n , тим більш пласкою можна зробити ділянку МПФ у смузі пропускання і збільшити крутизну спаду функції.

Наступним елементом електронного фільтра є цифровий модуль, який перетворює аналоговий сигнал у цифровий код, після чого здійснюється його обробка і перетворення в аналоговий сигнал. Передавальна функція цифрового модуля залежить від частоти

дискретизації і для кутових просторових частот апроксимується формулою

$$M_{dm}(\nu_x) = \sin c \left(\frac{\nu_x}{\nu_d} \right), \quad (2.79)$$

де ν_d – кутова просторова частота дискретизації.

Після цифро-аналогового перетворювання сигнал має ступінчасту форму (рис. 2.4). Вихідний (поновлювальний) низькочастотний фільтр здійснює придушення бокових спектральних складових, що виникають в результаті усереднення часової вибірки і згладжування форми сигналу. При цьому сигнал дещо зсувається відносно вхідного.

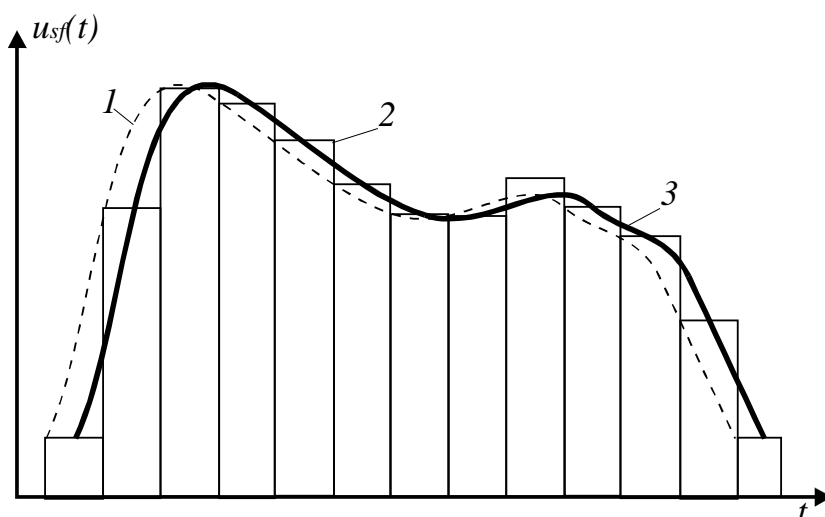


Рисунок 2.4 - Поновлення вихідного сигналу низькочастотним фільтром: 1 – вхідний сигнал; 2 – сигнал після дискретизації; 3 – сигнал на виході фільтру

Для ідеального фільтра його МПФ дорівнює одиниці на усіх низьких частотах аж до частоти Найквіста.

Таким чином, результуюча МПФ блоку електроніки за умови, що період МПФ дорівнює розміру пікселя $\nu_d = 1/\alpha_D$, в кутових просторових частотах матиме вигляд

$$M_{El}(v_x) = \text{sinc}(\alpha_D v_x) \frac{1}{1 + (2\alpha_D v_x)^{2n}}. \quad (2.80)$$

Для відновлення неспотвореного вихідного зображення по сукупності переданих відліків відеосигналу, сформованих при зчитуванні зарядових пакетів і поступаючих з інтервалами дискретизації $d_{x'}$ у поздовжньому й $d_{y'}$ у поперечному напрямках, відповідно до теореми відліків необхідно виконувати дві умови. По-перше, спектр переданих частот $\tilde{E}(v_{x'}, v_{y'})$ уздовж осей дискретизації слід обмежити частотами

$$v_{x'} \leq \frac{1}{2} v_{sx'} = \frac{1}{2} \frac{1}{d_{x'}}; \quad v_{y'} \leq \frac{1}{2} v_{sy'} = \frac{1}{2} \frac{1}{d_{y'}}, \quad (2.81)$$

де $v_{sx'}$, $v_{sy'}$ - частоти дискретизації по двом осям.

Тому що значення $0,5 v_{sx'}$ і $0,5 v_{sy'}$ відповідають частотам Найквіста $v_{x'N}$, $v_{y'N}$, можна записати

$$v_{x'} \leq v_{x'N}; \quad v_{y'} \leq v_{y'N}. \quad (2.82)$$

По-друге, вихідний сигнал необхідно пропустити через ідеальний двовимірний фільтр низьких частот із частотами зрізу $v_{x'N}$, $v_{y'N}$ і імпульсною характеристикою виду

$$S(x', y') = \text{sinc}\left(\frac{x'}{d_{x'}}; \frac{y'}{d_{y'}}\right). \quad (2.83)$$

У випадку невиконання умови теореми відліків просторові частоти в спектрі зображення перевищують частоти Найквіста, і виникає накладення компонентів частот побічних спектрів дискретизації на компоненти основного спектра. Транспонування компонентів побічних спектрів в область частот основного спектру викликає появу псевдо частот і проявляється у вигляді муарів на зображенні. Якщо ж вхідний сигнал має фінітний спектр, максимальна частота якого $v_{max} \leq v_N$, то

низькочастотний фільтр, смуга якого $\Delta\nu = \nu_{max}$ дозволить повністю усунути нелінійні викривлення та відновити сигнал без втрат. Для цього випадку просторово-частотний спектр вихідного сигналу має вигляд

$$\begin{aligned}\tilde{q}_{\text{внб}}^{\Phi}(\nu_{x'}, \nu_{y'}) &= \tilde{q}_{\text{внб}}(\nu_{x'}, \nu_{y'}) \tilde{H}_{\Phi}(\nu_{x'}, \nu_{y'}) = \\ &= \tilde{q}_{\text{внб}}(\nu_{x'}, \nu_{y'}) \text{rect}\left(\frac{\nu_{x'}}{2\nu_{x'max}}; \frac{\nu_{y'}}{2\nu_{y'max}}\right).\end{aligned}\quad (2.84)$$

Після підстановки (2.83) в (2.84), маємо

$$\tilde{q}_{\text{внб}}^{\Phi}(\nu_{x'}, \nu_{y'}) = \frac{X'Y'}{d_{x'}d_{y'}} \frac{\eta(\lambda) \cdot \bar{e} t_H}{h\nu} \tilde{E}(\nu_{x'}, \nu_{y'}) \text{sinc}(X'_{x'} \nu_{x'} Y'_{y'} \nu_{y'}).\quad (2.85)$$

В тих випадках, коли гранична частота у спектрі сигналу не перевищує частоту Найквіста, вважають, що $M_{El}(\nu_x) \approx 1$.

Вплив амплітудного квантування полягає у зміні середньо квадратичного значення шуму на поправку Шепарда [17]

$$k_{nl} = \sqrt{1 + \frac{u_{d0}^2}{12u_n^2}},\quad (2.86)$$

де u_{d0}/u_n – відношення кроку квантування АЦП до середньо квадратичного значення шуму на вході АЦП.

Спектр потужності шуму на виході ЦАП можна розрахувати як [18]

$$G_2(f) = \left[\frac{\sin(\pi t_d f)}{\pi t_d f} \right]^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_1\left(f + \frac{n}{t_d}\right),\quad (2.87)$$

де t_d – інтервал дискретизації (квантування, комутації); $G_1(f)$ – спектр потужності шуму до дискретизації.

В дистанційних ОЕСС після обробки в електронному тракті сигнал подається в блок радіоканалу для передавання у приймальний

блок. В іконічних ОЕСС сигнал через дротове з'єднання поступає в пристрій відображення.

2.5 Відображення візуальної інформації

Відеосигнал після аналогової та цифрової обробки в електронному тракті надходить до монітору, головним завданням якого є формування в полі зору оператора видимого зображення.

З перерахованих раніше характеристик моніторів для математичного моделювання на перших етапах проектування використовують значення середньої яскравості екрана, його кутовий розмір, контраст зображення, модуляційну передавальну функцію.

Статичний контраст зображення визначається як

$$C_{v1} = \frac{L_{vmax} - L_{vmin}}{L_{vmin}}, \quad (2.88)$$

або частіше як

$$C_{v2} = \frac{L_{vmax} - L_{vmin}}{L_{vmax} + L_{vmin}}, \quad (2.89)$$

де L_{vmax} – максимальна яскравість екрана; L_{vmin} – яскравість екрана вимкненого дисплея.

Зображення об'єкта на екрані дисплея має розміри

$$V_t'' \times W_t'' = (V_t' \times W_t') \cdot \beta_{El}^2, \quad (2.90)$$

де $V_t'' \times W_t''$ – розміри зображення об'єкта, сформованого об'єктивом в площині ПВ; $\beta_{El} = L_{Sv} / L_{Dv}$ – електронне збільшення, де L_{Sv} – висота растра екрана дисплея; L_{Dv} – висота лінійного поля зору ОС в площині ПВ.

Кутовий розмір зображення об'єкта на екрані дисплея залежить від відстані між екраном і оком спостерігача R_{SE}

$$\xi''_{tx} \times \xi''_{ty} = \frac{V''_t}{R_{SE}} \times \frac{W''_t}{R_{SE}}. \quad (2.91)$$

Якщо оператор спостерігає зображення на екрані дисплея через окуляр, то кутовий розмір зображення визначається як

$$\xi''_{tx} \times \xi''_{ty} = \frac{V''_t}{f'_e} \times \frac{W''_t}{f'_e}, \quad (2.92)$$

де f'_e – фокусна відстань окуляра.

Зв'язок між лінійними v_{xl} та кутовими v_{xa} просторовими частотами у просторі об'єкта і відповідними просторовими частотами v_{xl}'' і v_{xa}'' у просторі спостереження визначається через відповідні поперечні розміри об'єкта V_{tp} і зображень V'_{tp} , V''_{tp} наступним чином

$$v_{xl} = \frac{1}{V_{tp}}; \quad v_{xa} = \frac{R}{V_{tp}} - \text{ у просторі об'єкта;}$$

$$v'_{xl} = \frac{1}{V'_{tp}} = \frac{1}{V_{tp}} \frac{R}{f'_o} = v_{xl} \frac{R}{f'_o}; \quad v'_{xa} = \frac{f'_o}{V'_{tp}} = \frac{R}{V_{tp}} = v_{xa} - \text{ в площині ПВ;}$$

$$v''_{xl} = \frac{1}{V''_{tp}} = \frac{1}{V'_{tp} \beta_{El}} = \frac{v'_{xl}}{\beta_{El}} = v_{xl} \frac{R}{f'_o \beta_{El}}; \quad v''_{xa} = \frac{R_{SE}}{V''_{tp}} = \frac{R_{SE}}{V'_{tp} \beta_{El}} = v_{xa} \frac{R_{SE}}{f'_o \beta_{El}} - \text{ у просторі}$$

монітора.

Кутове збільшення системи «ОЕСС – оператор» визначається як відношення кутових розмірів зображення α''_{tp} та об'єкта α_{tp}

$$\Gamma_s = \frac{tg \alpha''_{tp}}{tg \alpha_{tp}} \approx \frac{\alpha''_{tp}}{\alpha_{tp}} = \frac{V''_{tp}}{R_{SE}} \frac{R}{V_{tp}} = \frac{V''_{tp}}{R_{SE}} \frac{f'_o}{V'_{tp}} = \frac{f'_o \beta_{El}}{R_{SE}}. \quad (2.93)$$

$$\text{Тоді } v''_{xa} = v_{xa} / \Gamma_s.$$

При проектуванні ОЕСС монітор вважають лінійною інваріантною системою, до якої можна застосувати поняття МПФ. Просторова

складова МПФ матричного монітору з ортогональним розташуванням пікселів розміром $v_s \times w_s$ в найпростішому випадку описується як

$$M_s(v_x, v_y) = \sin c(v_s v_x) \cdot \sin c(w_s v_y). \quad (2.94)$$

При формуванні зображення електронним дисплеєм відбувається зменшення середньоквадратичного значення шуму за рахунок його обмеженої смуги пропускання. Це зменшення характеризується коефіцієнтом

$$k_{n2} = \sqrt{\frac{\int_0^\infty G_2(f) M_s^2(f) df}{\int_0^\infty G_2(f) df}}, \quad (2.95)$$

де $G_2(f)$ – спектр потужності шуму на вході дисплея; $M_s(f)$ – МПФ дисплея.

Одним з пріоритетним чинників, що визначає алгоритми функціонування інформаційного середовища, до складу якого входить ОЕСС, є поточна задача. Переважна більшість ОЕСС призначена для вирішення таких задач, як пошук/виявлення об'єкту, розпізнавання об'єкту, наведення/супровід.

Ці задачі задають релевантні ознаки сигналу ФЦО і логіку роботи оператора, які практично не залежать від типу ОЕСС. Зовнішні умови є дестабілізуючими чинниками і формують реакцію середовища, направлену на відновлення робочих режимів в прийнятних діапазонах. Слід розділити зовнішні умови по місцю їх впливу: умови функціонування ОЕСС і умови роботи оператора. Відповідно, в першому випадку зовнішні умови впливають безпосередньо на кінцеве зображення, а в другому – на якість інтерпретації візуальної інформації. У будь-якому випадку конкретні параметри зовнішніх умов нескладно

звести до поправочних коефіцієнтів, граничних умов і т.п., які описують функціонування інформаційного комплексу. Значний вплив на якість інтерпретації зображення в іконічних ОЕСС відіграє дискретизація зображень в результаті просторової вибірки як на МПВ, так і на матричному дисплеї.

Виходячи з (2.73), в зображенні, яке було сформовано з використанням вибірки, виникають спектральні компоненти, обумовлені псевдочастотами, які відсутні в спектрі вхідного сигналу. Це можна проілюструвати на прикладі одномірної фільтрації в МПВ об'єкта в вигляді щілини (рис. 2.5, а). До вибірки спектр даного сигналу визначається добутком МПФ об'єктива та ПВ (рис. 2.5, б): $M_1(x_0) = M_o(x_0)M_D(x_0)$. Під дією вибірки цей спектр "розмножується" з появою реплік, що відстоять від вихідного спектру на відстанях $\pm i\alpha_c$ ($i=1,2,3\dots$).

Після фільтрації даного сигналу за допомогою підсилювача, монітора та зорової системи оператора з відповідною МПФ $M_2(x_0)=M_{el}(x_0)\cdot M_s(x_0)\cdot M_{3c}(x_0)$ (рис. 2.5, г) спектр зображення щілини набуває вид (рис. 2.5 д):

$$S(x_o) = K_1(x_o)K_2(x_o) + \sum_{i=1}^{\infty} K_1(x_o \pm i\alpha_c)K_2(\alpha_o) \quad (2.96)$$

Отриманий спектр, крім базового, основного спектру зображення об'єкта $S_0(x_0)=M_1(x_0)M_2(x_0)$, не спотвореного вибіркою, містить високочастотні компоненти, що відповідають псевдочастотам, які відсутні в спектрі оригінального сигналу. Візуально ці компоненти проявляються у вигляді помітної для оператора дискретної, зокрема рядкової, структури зображення, що суттєво ускладнює його дешифрування [15].

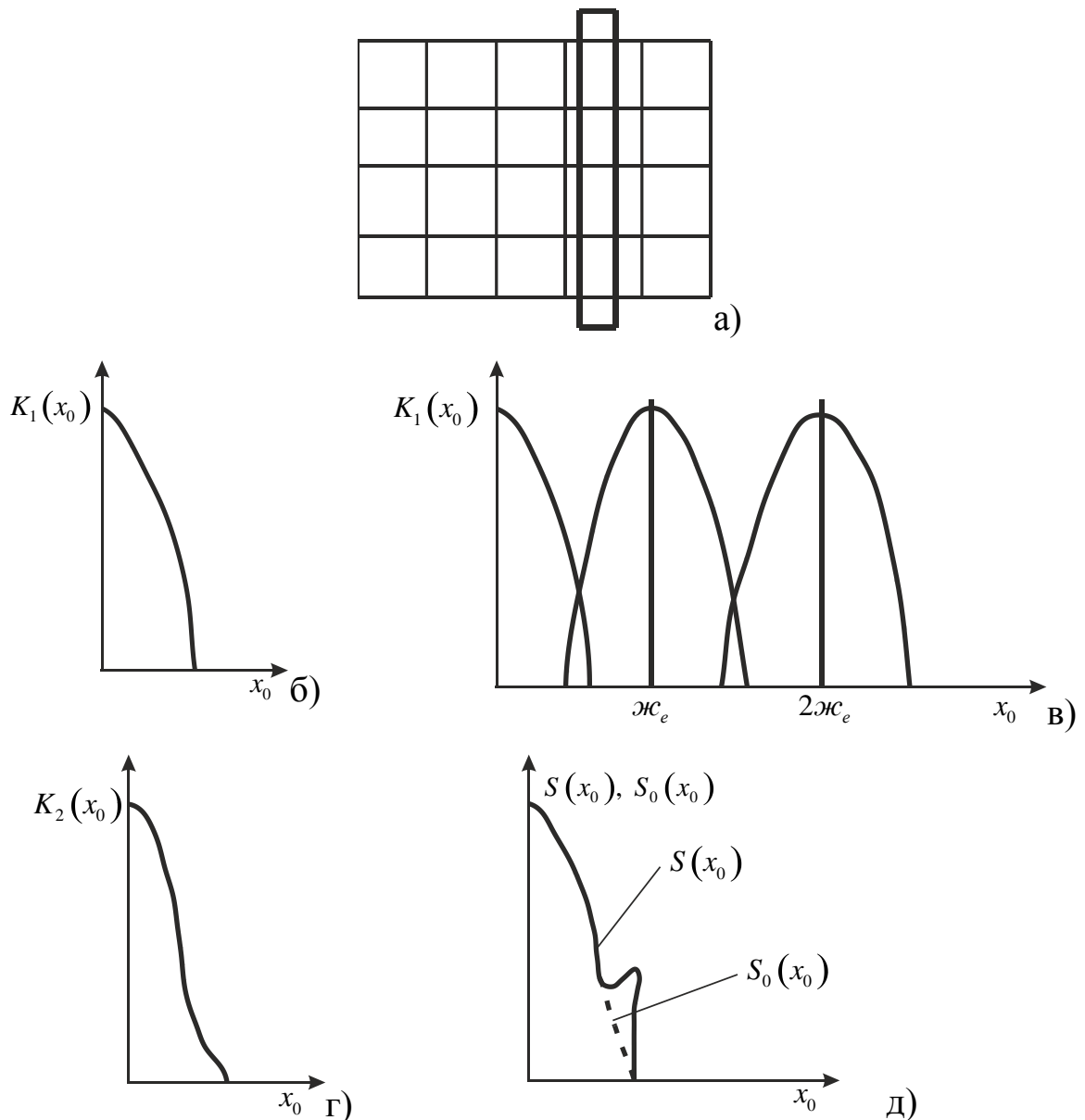


Рисунок 2.5 - Формування спектру зображення лінійного об'єкта МПВ: а) лінійний об'єкт; б) МПФ вхідного блоку; в) спектр об'єкта після вибірки; г) МПФ вихідних блоків; д) спектр зображення об'єкта

Експериментальні дослідження свідчать, що візуальне дешифрування зображення з вибіркою за інших рівних умов є еквівалентним дешифруванню зображення без вибірки, але отриманого за допомогою ОЕСС, що має в ξ разів гірше кутове розділення. Коефіцієнт ξ визначається відносною часткою псевдочастот у спектрі зображення точкового об'єкта й може бути знайдений як [19]

$$\xi = \sqrt{\xi_c \xi_k}, \quad (2.97)$$

де ξ_c – коефіцієнт, що визначається формулою

$$\xi_c = \begin{cases} 1, \text{ для виявлення} \\ (1-0,32S)^{-1}, \text{ для розпізнавання} \\ (1-2S_2)^{-1}, \text{ для ідентифікації} \end{cases}, \quad S_2 = S - S_1,$$

$$S = \frac{\int_0^\infty K_1(x_o - \mathcal{K}_c) K_2(x_o) dx_o}{\int_0^\infty K_1(x_o) K_2(x_o) dx_o}, \quad S_1 = \frac{\int_0^{\mathcal{K}_c/2} K_1(x_o - \mathcal{K}_c) K_2(x_o) dx_o}{\int_0^\infty K_1(x_o) K_2(x_o) dx_o}, \quad x_o = \nu \delta_o,$$

де ν - кутова частота, рад⁻¹.

Коефіцієнт ξ_k визначається аналогічно із заміною x_o на y_o і \mathcal{K}_c на \mathcal{K}_k .
Отже, кінцеве значення миттєвого поля зору δ_Σ , що визначає ефективність ОЕСС, становить:

$$\delta_\Sigma = \xi \delta = \mathcal{G}_\Sigma \delta_o; \mathcal{G}_\Sigma = \xi \mathcal{G}, \delta = \sqrt{\delta_c \delta_k} = \mathcal{G} \delta_o \quad (2.98)$$

$$\mathcal{G} = \sqrt{\mathcal{G}_c \mathcal{G}_k}; \mathcal{G}_c = \delta_c / \delta_o; \quad \mathcal{G}_k = \delta_k / \delta_o$$

де δ і δ_o - ефективне й номінальне значення миттєвого поля зору.

Ефективне значення миттєвого поля зору ОЕСС δ є середнім геометричним відповідних значень його по рядку та по кадру δ_c і δ_k . Ефективне значення елементарного поля зору по рядку та кадру визначається як елементарне поле зору скануючої ОЕСС з МПФ вздовж рядка у вигляді [20]:

$$K_{\Sigma_o}(x_o) = \exp(-2\pi^2 \rho_o^2 x_o^2); \rho_o = 0,55; x_o = \nu \delta_o. \quad (2.99)$$

Ця МПФ є добутком кутового розміру δ_o чутливого елемента, точки розсіювання об'єктива з кутовий розміром ρ_o , смуги пропускання підсилювача що визначається як $1/2t$ (t - час зчитування), на рівні 0,7, і радіуса гаусової плями монітора $0,26\delta_o$.

Отже [21], наявність вибірки в ОЕСС з МПВ можна врахувати через коефіцієнти $\beta(\alpha_k)$ і $\beta(\alpha_c)$, що впливають на ефективне значення миттєвого поля зору δ , і шляхом введення додаткового коефіцієнта ξ , який коригує МПФ для врахування погіршення візуального сприйняття зображення з вибіркою.

Іншим фактором, що часто погіршує якість зображення ОЕСС з МПВ, є більша інерційність, що забезпечує накопичення сигналів, яка викликає змаз зображення об'єктів, що рухаються.

Перелік посилань до розділу 2

1. Jon C. Leachtenauer, Ronald G. Driggers Surveillance and Reconnaissance Imaging Systems: Modeling and Performance. Artech House, 2001. – 399 p.
2. Kerekes P., Baum J.E. Full Spectrum Spectral Imaging System Analytical Model / IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 43, No. 3, March 2005, pp. 571-580.
3. P.M., Saunders Radiance of sea and Sky in the infrared window 800 – 1200 cm^{-1} J. Opt. Soc. Am., vol. 58, no. 5, pp. 645-652, 1968.
4. Cox C., Munk W. Measurement of the roughness of the sea surface from photographs of the sun glitter J. Opt. Soc. Am., vol. 44, no. 11, pp. 838-850, 1954.
5. Image recognition and classification: algorithms, systems, and applications / Javidi, Bahram.- New York, 2002.- с. 324.
6. Колобродов В.Г., Гордієнко В.І., Микитенко В.І., Мазурін І.В., Ключас С.І. Науко-практичні аспекти створення тепловізійних систем (монографія) / Черкаси: «Вертикаль», 2015. – 150 с.
7. Белоусов Ю.И., Иванов Д.В., Утенков А.В. Метод расчета плотности вероятности флуктуации ИК излучения взволнованной поверхности моря в диапазоне 3-14 мкм // Оптический журнал, № 8, р. 36, 1999.
8. Якушенков Ю. Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов / Ю. Г. Якушенков. – М. : Логос, 2004. – 480 с.
9. Колобродов В. Г. Проектування тепловізійних і телевізійних систем спостереження: Підручник / В. Г. Колобродов, М. І. Лихоліт. – К. : НТУУ «КПІ», 2007. – 364 с.

10. Tanre D., Herman M., Deschamps P. Y. Influence of the background contribution upon space measurements of ground reflectance // *Applied Optics*, Volume 20, Issue 20, October 15, 1981, pp.3676-3684
11. Jones, W. P. *Air Conditioning: Applications and Design*, 2nd ed., London, Arnold, 1997.
12. Incropera, F.P., DeWitt D.P. *Fundamentals of Heat and Mass Transfer*, 5th ed., John Wiley & Sons 2002.
13. Колобродов В.Г., Шустер Н. Тепловізійні системи (фізичні основи, методи проектування і контролю, застосування) (Підручник грифом Міністерства освіти і науки України), – К.: ДКПП "Тираж", – 1999. – 340 с.
14. Хребтов И.А., Маляров В.Г. Неохлаждаемые тепловые матричные приемники ИК излучения // *Оптический журнал*. – 1997. – №6. – С. 3 – 17.
15. Ллойд Дж. Системы тепловидения / Пер. с англ. – М.: Мир, 1978. – 416 с.
16. Карасик В.Е., Орлов В.М. Лазерные системы видения: Учебное пособие. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001. – 352 с.
17. Мирский Г.Я. Аппаратное определение характеристик случайных процессов. – М.: Энергия, 1972. – 264 с.
18. Вафиади А.В. Вычисление сигнала и шума на выходе тепловизионного прибора // В кн.: Тепловидение. Межвуз. сб. научн. трудов / Под ред. Н.Д. Куртева. – М.: Изд-во МИРЭА, 1994. – №10 – С. 10 – 18.
19. Richard Vollmerhausen, Ronald G. Driggers, Barbara L. O’Kane / Influence of sampling on target recognition and identification // *Opt. Eng.* 38(5), 763-772 (May 01, 1999). doi:10.1117/1.602043.

20. Алеев Р.М., Иванов В.П., Овсянников В.А. Несканирующие тепловизионные приборы: основы теории и расчета. – Казань: Изд-во Казанского ун-та. – 2004. – 228 с.

21. Driggers, RG; Webb, C; Pruchnic, SJ; Halford, CE; Burroughs
Laboratory measurement of sampled infrared imaging system performance // OPT ENG, 38(5), 1999, pp. 852-861.

3 Визначення ефективності ОЕСС

Традиційно ефективність ОЕСС оцінюють в межах чотирьох груп показників [1]:

- якість зображення;
- тактико-технічні параметри та характеристики ОЕСС;
- ефективність вирішення поточної задачі інформаційною системою, до складу якої входить ОЕСС;
- техніко-економічні показники.

На якість зображення й більшість із перерахованих показників можуть впливати всілякі фактори, такі, як:

- в оптичній системі - аберації, вин'єтування, бічні завади від деталей оптичної системи, ефект Нарциса;

- у ПВ - часткове заповнення площі польової діафрагми чутливими елементами, зміна температури випромінювача, неоднорідність чутливості окремих елементів приймача, насичення пікселів, розтікання зарядів;

- в електронному тракті - просторова вибірка, осереднення й квантування сигналів; фазові ефекти, що виникають при вибірці; неповна корекція неоднорідності параметрів окремих чутливих елементів приймача; нелінійність чутливості електронного тракту до зміни вхідного сигналу; погрішності аналого-цифрового перетворення й наступної реконструкції аналогового сигналу;

- у системі відображення - втрати в роздільній здатності монітору при форматуванні зображення по горизонталі й вертикалі, недостатнє розділення, дисторсія зображення, обмеження контрасту тощо.

Основними складовими в задачах спостереження з допомогою ОЕСС, крім самої системи, є ФЦО, центр ухвалення рішень (ЦУР), умови спостереження, поточна задача спостереження (рис. 3.1). Разом всі чинники формують інформаційне середовище. Принциповим для визначення ефективності функціонування ОЕСС в інформаційному середовищі є місце ухвалення рішення відповідно до поточної задачі на основі інформації, що сформована в системі.

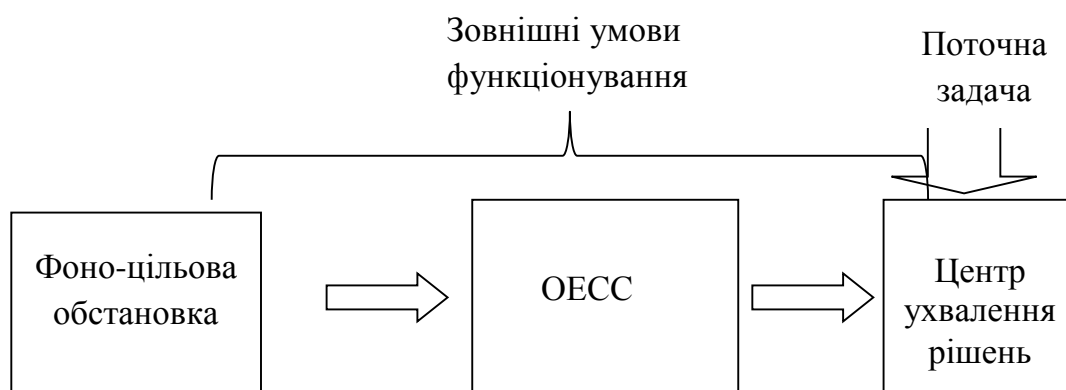


Рисунок 3.1 – Спрощена схема інформаційного середовища

Можливі два типи ЦУР – автоматичний і суб'єктивний. Перший функціонує в складі дистанційних ОЕСС, другий – в іконічних ОЕСС. Відповідно виправдано розглядати два типи оцінок комплексу «ФЦО – ОЕСС»:

- об'єктивні параметри і характеристики вхідних блоків ОЕСС;
- суб'єктивні оцінки функціонування з врахуванням зорового сприйняття зображень оператором.

В об'єктивних оцінках використовуються такі показники, як геометрична роздільна здатність, кутове і лінійне розділення, контраст, МПФ, фазова передавальна функція, коефіцієнт передачі модуляції, градаційна характеристика, відношення сигнал/шум тощо.

Суб'єктивні оцінки є значно різноманітнішими та складнішими, ніж об'єктивні. Часто замість ефективності виконання зорової задачі такі показники оцінюють якість зображень. В цьому випадку показники якості розділяють на абсолютні та порівняльні. Абсолютні показники оцінюють тільки саме зображення, а порівняльні потребують наявності деякого референтного зображення.

Крім того, показники якості можуть бути частковими та узагальненими (що містять в собі кілька часткових показників)

Тактико-технічні параметри і характеристики визначають можливість вирішення завдань, що стоять перед ОЕСС, у різних умовах експлуатації. До цих показників відносять: чутливість (порогову чутливість); динамічний діапазон яскравості, яку сприймає ОЕСС; робочий спектральний діапазон; кутове поле зору; миттєве поле зору; формат зображення (кадру); відношення сигнал/шум; число елементів розділення і деякі інші. Для ТПВ систем – еквівалентна шуму різниця температур, мінімальна виявлювальна різниця температур, мінімальна роздільна різниця температур.

Показники ефективності ОЕСС відображають статистичний характер вирішення завдань, які стоять перед цими системами. До цих показників відносять, перш за все, максимальну дальність виявлення, розпізнавання, ідентифікації або ймовірність виявлення, розпізнавання, ідентифікації.

До техніко-економічних показників слід віднести оціночну вартість системи, її технологічність, масо-габаритні параметри, час напрацювання на відмову, енергоспоживання та деякі інші.

Наведена класифікація показників ефективності є умовною, оскільки багато показників залежать один від одного. Деякі із наведених

показників залежать не тільки від ОЕСС, а також від умов роботи системи і спостерігача.

Враховуючи різноманітність завдань, які вирішують ОЕСС, для характеристики їх якості використовують просторове, енергетичне, часове та спектральне розділення. Для більшості ОЕСС, що працюють у статичному режимі, важливо забезпечити високе просторове й енергетичне розділення. Для систем, що працюють у динамічному режимі, крім високого просторового й енергетичного розділення, важливо забезпечити і часове розділення. Для БК ОЕСС, які ведуть спостереження одночасно в декількох спектральних діапазонах, іноді важливо забезпечити ще й високе спектральне розділення.

Основними споживчими суб'єктивними показниками ефективності ОЕСС є максимальна дальність виявлення та максимальна дальність розпізнавання об'єкта із заданими ймовірностями виявлення та розпізнавання. Ці характеристики залежать від просторової роздільної здатності; енергетичної роздільної здатності; функції передачі сигналу; передавальної функції; освітленості, еквівалентної шуму; еквівалентної шуму різниці температур; мінімальної виявлювальної різниці температур; мінімальної роздільної різниці температур; спектрального робочого діапазону; динамічного діапазону тощо.

Максимальна дальність виявлення (Maximum Detectable Range) – це максимальна дальність між ОЕСС і стандартним тест-об'єктом, за якої тест-об'єкт виявляється на екрані дисплея із заданою ймовірністю у разі необмеженого часу спостереження. Максимальна дальність розпізнавання (Maximum Recognizable Range) – це максимальна дальність між ОЕСС і стандартним тест-об'єктом, за якої тест-об'єкт

розпізнається на екрані дисплея із заданою ймовірністю у разі необмеженого часу спостереження. Незважаючи на свою інтуїтивну зрозумілість показники дальності все ж таки є досить інтегральними і вторинними відносно інших характеристик ОЕСС. Розрахунки дальностей виконуються в рамках різних математичних моделей, основні з яких розглянуто в п.3.2.3.

Для ОЕСС важливе значення має якість сформованого зображення, яке суб'єктивно визначає спостерігач. Суб'єктивна якість одного і того ж зображення істотно відрізняється у різних спостерігачів, а також змінюється у часі для одного спостерігача. Тому якість зображення не можна оцінювати в абсолютних величинах. Існують численні формули для оцінки якості зображення, кожна з яких отримана для конкретних умов спостереження емпіричним шляхом. Усі вони тією чи іншою мірою використовують дві основні характеристики – просторову й енергетичну роздільну здатність [2].

Просторова роздільна здатність ОЕСС характеризує можливість системи роздільно спостерігати об'єкти мінімальних просторових розмірів. У загальному випадку вона обмежується дифракцією ОС, розмірами чутливої площадки (пікселя) і кроком МПВ, шириною частотної смуги пропускання електронного тракту, розділенням монітора. Кожну із підсистем ОЕСС характеризує власна роздільна здатність. Так, роздільну здатність ОС оцінює критерій Релея або функція розсіювання точки. Роздільна здатність МПВ визначається кутовим розміром пікселя, електронного тракту – частотою Найквіста, дисплея – числом ТВ-ліній.

Сучасний підхід до оцінки роздільної здатності ОЕСС ґрунтується на теорії лінійної просторової фільтрації, у рамках якої процес

спостереження розглядають як просторову фільтрацію об'єкта спостереження багатоланцюговим двовимірним фільтром. Граничне розділення визначають просторовою частотою, на якій МПФ ОЕСС зменшується до певного рівня, наприклад, до рівня 0,5.

Енергетична роздільна здатність (контрастна чутливість) характеризує можливість розділення (виявлення) сигналів від об'єктів великих розмірів, розміщених на фоні, за рахунок наявного контрасту. Вона залежить від енергетичних характеристик ОС, чутливості ПВ, шумів системи та контрастної чутливості зорової системи оператора. Але вона не залежить від просторової роздільної здатності системи.

Максимальна дальність спостереження (МДС) – це максимальна дальність, на якій ОЕСС забезпечує виявлення або розпізнавання об'єкта із заданою ймовірністю. Гранична дальність спостереження залежить одночасно як від просторового, так і від енергетичного розділення.

Якщо ОЕСС обмежена просторовим розділенням, то МДС обмежується тільки розмірами об'єкта і граничним кутовим розділенням. У свою чергу, граничне (мінімальне) розділення обмежене дифракційною роздільною здатністю ОС, кроком структури МПВ, телевізійною роздільною здатністю дисплея.

В ОЕСС з вибіркою зазвичай мінімальне розділення обмежене частотою просторової дискретизації (або частотою Найквіста).

В іншому граничному випадку МДС обмежена енергетичною роздільною здатністю ОЕСС. Ця ситуація виникає під час спостереження мало контрастних об'єктів великих розмірів, тобто коли кутовий розмір об'єкта значно перевищує кутове розділення системи. Для таких систем головною характеристикою є відношення сигнал/шум.

Таким чином, просторова роздільна здатність однозначно не визначає МДС або якість зображення, оскільки вона не враховує чутливість системи. Справді, малоконтрастні об'єкти великих розмірів неможливо виявити на дальності, що забезпечує просторове розділення, якщо рівень інформативного сигналу нижче рівня шуму системи.

Функція передачі сигналу (Signal Transfer Function) – це залежність електричного сигналу на виході електронного блока від яскравості об'єкта спостереження.

Передавальна функція характеризує поведінку ОЕСС в області просторових частот. Вона визначається залишковим контрастом зображення синусоїдальної міри на екрані дисплея і контраст самої міри. Модуль передавальної функції називають модуляційною передавальною функцією (МПФ, Modulation Transfer Function – MTF). МПФ залежить від просторових частот і характеризує просторове розділення та якість зображення на екрані дисплея.

Освітленість, еквівалентна шуму, (Noise Equivalent Irradiance – NEI) – це освітленість у площині вхідної зіниці ОС, яка створює електричний сигнал на виході ПВ, еквівалентний шумовому сигналу.

Еквівалентна шуму різниця температур (Noise Equivalent Temperature Difference) – це різниця температур між стандартним тест-об'єктом і фоном, що випромінюють як АЧТ, за якої відношення пікового значення сигналу на виході стандартного еталонного фільтра ТПВ системи, яка розглядає тест-об'єкт, до шуму дорівнює одиниці [2].

Мінімальна виявлювальна різниця температур (Minimum Detectable Temperature Difference) – це мінімальна різниця температур між тест-об'єктом та фоном, що випромінюють як АЧТ, потрібна для

виявлення тест-об'єкта у разі необмеженого часу спостереження і заздалегідь відомого його розміщення на екрані.

Мінімальна роздільна різниця температур (Minimum Resolvable Temperature Difference) – це мінімальна різниця ефективних температур між смугами (штрихами) тест-об'єкта із заданою просторовою частотою та фоном, яка дозволяє візуально на екрані дисплея розділяти штрихи об'єкта.

Мінімально роздільний контраст (Minimum Resolvable Contrast) – це мінімальний контраст об'єкта спостереження, за якого відношення сигнал/шум, що сприймає оператор з екрана дисплея, перевищує задане порогове значення.

Реальний контраст об'єкта і контраст його зображення на екрані не мають однозначного зв'язку, оскільки регулюванням яскравості і контрастності дисплея можна змінити контраст зображення. У той же час реальний контраст об'єкта залишається постійним і не залежить від характеристик ОЕСС. Зі збільшенням контрасту зображення на екрані дисплея електронним способом одночасно збільшується і шумовий сигнал, у результаті чого сприйняття зображення об'єкта не покращується.

Психофізіологічні дослідження виявили, що людський зір, з огляду на властиві йому просторове і часове інтегрування, найбільш чутливий не до контрасту, а до відношення сигнал/шум, яке сприймає оператор.

Спектральний робочий діапазон ($\lambda_1 - \lambda_2$) визначають на рівні 0,1 відносної спектральної чутливості усієї ОЕСС. Для об'єктів з температурами близько 300 К енергетична яскравість в діапазоні (8–12) мкм у десятки разів більша, ніж у діапазоні (3–5) мкм.

Динамічний діапазон ОЕСС визначають зазвичай відношенням максимального сигналу до шумового сигналу.

Представлені показники ефективності чудово описують одноканальні ОЕСС, але у випадку багатоканальних дають неповну інформацію. Тому для оцінки БК ОЕСС, особливо для оцінки ефективності складного комплексу потрібен інший підхід (інша класифікація). Для БК ОЕСС окрім ефективності окремих каналів потрібно враховувати якість сумісної обробки та представлення інформації декількох каналів і як результат ефективність всієї системи в цілому.

Для аналізу та синтезу ОЕСС показники ефективності визначаються в межах розрахункових моделей, деякі з блоків яких розглянуто в попередньому розділі. Сотні розрахункових оціночних моделей можна умовно розділити на чотири типи [3] :

- моделі з урахуванням психофізіологічних особливостей зорового сприйняття людини;
- моделі на основі штучних алгоритмів виділення значимих ознак;
- моделі на основі теоретичних спрощень та тестових об'єктів;
- прогностичні емпіричні моделі.

Моделі першого типу базуються на відомих законах зорового сприйняття [4] та особливостях будови зорової системи людини [5]. Прикладами таких моделей є British Aerospace ORACLE6 model, Georgia Tech Vision (GTV), Wilson's Spatial Vision model, and the cortex transform-based distortion metric. Як правило вони є досить складними і враховують складні багатофакторні механізми візуальної діяльності людини.

Моделі другого типу побудовані на алгоритмах виділення в зображенні заданих типів специфічних ознак/елементів. При цьому

зміст таких елементів зовсім не обов'язково є пов'язаним з реальними механізмами зорового сприйняття. Прикладами таких моделей є теорія компонентного розпізнавання [6], симетрія об'єктів [7], текстурно орієнтований пошук [8] тощо. Використання таких моделей досить добре підходить для лабораторних випробувань, але далеко не завжди адекватно відображає виконання реальних зорових задач.

В моделях третього типу оцінюється наявність в зображенні інформації певного типу, яка не містить безпосередньо елементів зображення. Зазвичай більша кількість такої інформації означає кращу ефективність. Часто такі моделі є одновимірними, наприклад, кількість штрихових елементів в критичному розмірі об'єкта [9], видимість [10], складність [11]. Перевагою таких моделей є розрахункова простота і хороша точність. Тому на їх основі побудовані широко використовувані оціночні методики, наприклад, NVESD, FLIR92, ACQUIRE. Запропоновані відносно нові моделі цього класу – визначення орієнтації диску [12] або трикутника [13] .

Моделі четвертого типу [14] є застарілими і не набули розповсюдження. Чисто емпіричні моделі не можуть адекватно прогнозувати поведінку системи при зміні умов спостереження.

3.1 Ефективність дистанційних ОЕСС з автоматичним прийняттям рішення

3.1.1 Оцінки просторового розділення

Просторова роздільна здатність ОЕСС визначає можливості системи спостерігати окремо близько розташовані об'єкти. Традиційними оцінками просторового розділення для оптичної системи є діаметр кружка Ері, критерій Релея, розмір абераційної плями в площині ПВ. Також для дистанційних ОЕСС використовуються кутовий розмір пікселя ПВ або величина проекції пікселя в площині предметів. Такі оцінки є досить грубими і придатні тільки для попередніх розрахунків.

На практиці обов'язковим є врахування контрасту, а часто – часового розділення. Найбільш адекватним є просторово-частотний опис просторового розділення з застосуванням функцій передачі модуляції.

Відповідно до рекомендацій Міжнародної комісії по освітленню, під контрастом K розуміють відношення різниці яскравостей L_1 та L_2 двох об'єктів до їх суми:

$$K = (L_1 - L_2) / (L_1 + L_2).$$

Найпростішою характеристикою просторового розділення авіакосмічних ОЕСС є геометричне розділення на поверхні Землі. В лінійних величинах лінійне розділення на поверхні Землі (Ground sample distance - GSD) – це мінімальна відстань між двома точковими джерелами випромінювання на поверхні Землі однакової інтенсивності, при якій ОЕСС спостерігає точки роздільно. Аналогічно визначається кутове розділення.

Для визначення просторового розділення δV а поверхні Землі розглянемо рис. 3.2. З геометричних міркувань маємо

$$\delta V = h_f \frac{V_s}{f_o'}, \quad (3.1)$$

де V_s – просторове розділення, яке забезпечує система «об'єктив – МПВ». Якщо об'єктив не спотворює зображення (є ідеальним), то $V_s = V_D$, де V_D розмір пікселя матриці.

Якщо МПФ об'єктива й МБМ однаково спотворюють зображення, тобто їх МПФ погоджені між собою згідно з умовою $M_o(\nu_{res}) = M_D(\nu_{res}) = 0,5$, то, як показано в статті [15], просторове розділення на поверхні Землі визначається за формулою

$$\delta V = h_f \frac{1,49V_D}{f_o'}. \quad (3.2)$$

Іноді відношення кутового поля системи 2ω до кутової ширини розділення $\Delta\xi$ називають кутовим розділенням ОЕСС.

Найбільш повно розділення ОЕСС можна описати частотними характеристиками - передавальними функціями, функціями передачі модуляції - залежностями контрасту від просторової частоти тест-об'єкта (міри) певної форми.

Одним із загальноприйнятих критеріїв якості оптичних і оптико-електронних систем є оптична передавальна функція (ОПФ), яка визначається по реакції системи на синусоїдальний вхідний вплив, тобто на міру, прозорість штрихів якої змінюється по синусоїді. Модуль ОПФ – модуляційна передавальна функція МПФ і фаза - фазова передавальна функція ФПФ використовуються для опису як оптичних, так і електронних ланок ОЕСС. Аргументом цих функцій для оптичної

системи й ОЕСС у цілому є просторова частота або її ортогональні складові f_x і f_y

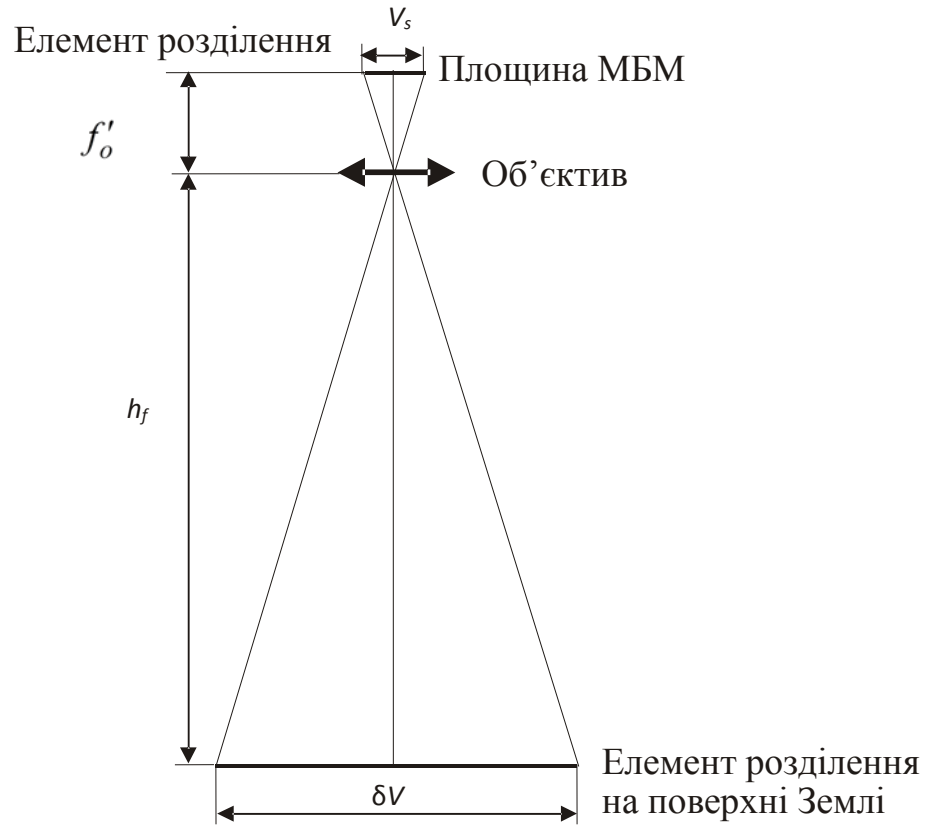


Рисунок 3.2 - До визначення елемента геометричного розділення на поверхні Землі: V_s - розмір елемента розділення в площині МПВ; f'_o - фокусна відстань об'єктива; h_f - висота носія; δV - розмір елемента розділення на поверхні Землі

При визначенні ОПФ і ФПМ користуються відношенням контрасту в зображенні тест-об'єкта K_3 до контрасту тест-об'єкта $K_{то}$, тобто

$$\text{МПФ} = \frac{K_3}{K_{то}} = \left(\frac{L_{max} - L_{min}}{L_{max} + L_{min}} \right)_3 / \left(\frac{L_{max} - L_{min}}{L_{max} + L_{min}} \right)_{то},$$

де L_{max} и L_{min} - максимальна та мінімальна яскравості відповідно.

МПФ можна використовувати тільки для лінійних інваріантних систем. ОЕСС, які спостерігають об'єкти з невеликим температурним контрастом у межах обмеженого поля зору, можна вважати лінійними інваріантними системами. МПФ таких систем визначається добутком МПФ її окремих елементів: об'єктива, МБМ і електронного блоку. У більшості практичних випадків електронний блок незначно спотворює зображення, створюване тепловизором. Тому вважають, що МПФ електронного блоку дорівнює одиниці в межах робочого просторового спектрального діапазону.

Для спрощення математичного моделювання використовується одномірний випадок уздовж осі x , що збігається з напрямком сканування. За таких умов МПФ визначається як

$$M_s(\nu_x) = M_o(\nu_x)M_{Ds}(\nu_x), \quad (3.3)$$

де $M_s(\nu_x)$ – МПФ системи «об'єктив – МПВ»; $M_o(\nu_x)$ – МПФ об'єктива; $M_{Ds}(\nu_x)$ – просторова МПФ МБМ; ν_x – просторова частота, мм⁻¹.

При визначенні МПФ зазвичай використовуються чорні тіла - імітатори об'єкта та фону, на якому спостерігається об'єкт. При цьому L_{max} визначається як $\varepsilon_{об}M_e(T_{об})$, а L_{min} – як $\varepsilon_{ф}M_e(T_{ф})$, де $\varepsilon_{об}$ і $\varepsilon_{ф}$ – коефіцієнти випромінювання, а $T_{об}$ і $T_{ф}$ – температури чорних тіл - імітаторів об'єкта і фону, відповідно; $M_e(T_{об})$, і $M_e(T_{ф})$ - функції Планка для температур $T_{об}$ і $T_{ф}$.

Для вимірювання МПФ можна використовувати як прямі, так і непрямі методи. Серед непрямих методів вимірювань найбільш розповсюдженим є обчислення МПФ як просторового Фур'є-спектру від функції розсіювання лінії.

Прямі методи полягають в вимірюванні рівня сигналу від періодичного тест-об'єкту з синусоїдальним розподілом енергетичної яскравості вздовж однієї координати (рис.3.3, а). Практична реалізація таких вимірювань в інфрачервоному діапазоні спектру з достатньою точністю наразі є дуже проблематичною внаслідок складності виготовлення синусоїдальних тест-об'єктів різної просторової частоти. Тому в вимірювальних стендах для ІЧ ОЕСС часто використовуються скінченні штрихові періодичні тест-об'єкти (рис. 3.3, б).

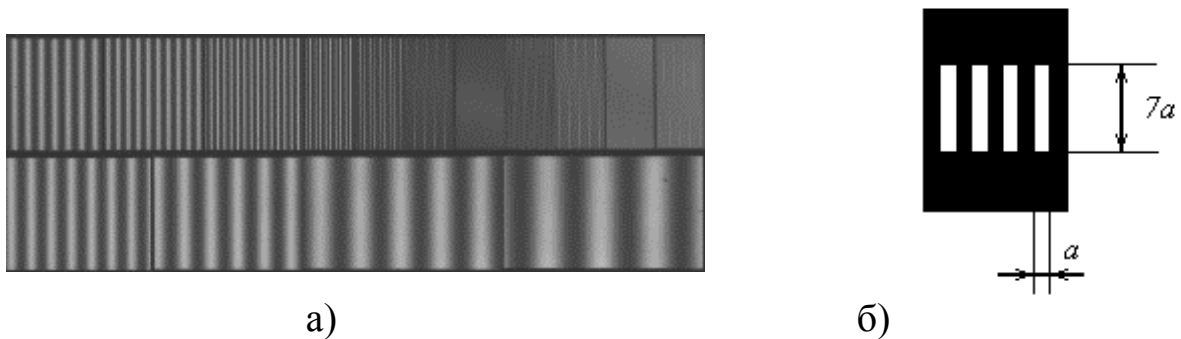


Рисунок 3.3 - Штрихова тест-міра для вимірювання МПФ: а) синусоїдальний тест-об'єкт; б) штрихова тест-міра

В цьому випадку для розрахунків фактичних МПФ необхідно враховувати, по-перше, просторову обмеженість тестових мір, по-друге, відмінність розподілу вхідного сигналу від гармонійного.

Для того, щоб досліджувана ОЕСС реагувала на реальний тест-об'єкт як на нескінченно-протяжний, ширина зображення кожного штриха міри певної просторової частоти, повинна істотно перевищувати ширину функції розсіювання досліджуваної системи (інакше не вдасться точно виміряти найбільший і найменший сигнали при скануванні вздовж вибраного напрямку). Як показують розрахунки, в ідеальному випадку з безабераційним об'єктивом результат

вимірювання МПФ перестає залежати від числа n періодів міри вже при $n = 7$, а при $n = 5$ похибка у визначенні МПФ не перевищує 1%.

Дуже часто просторове розділення ОЕСС оцінюють по функції передачі контрасту (ФПК, Contrast Transfer Function - CTF), яка обумовлена реакцією системи на періодичний тест-об'єкт із прямокутним, а не синусоїдальним законом зміни яскравості або прозорості. В разі заміни об'єкту з синусоїдальним розподілом енергетичної яскравості на штрихову тест-міру, вхідний сигнал є сумою елементарних синусоїд з частотами, кратними $2n + 1$, де n - номер гармоніки. Для розрахунку МПФ по штриховому тест-об'єкту необхідно виділити першу гармоніку у виміряному сигналі. Основними методами виділення потрібної гармоніки з сумарного сигналу є фільтрація за допомогою електричного фільтру, оптична фільтрація з використанням перетворення Фур'є, перерахунок контрасту зображення штрихової міри в контраст зображення синусоїдальної міри по формулі Колтмена (виключно для осьової точки об'єкту) [16]. Формула Колтмена дає можливість визначити контраст в зображенні синусоїдальної міри по контрасту в зображенні штрихової міри і навпаки. Залежність МПФ від CTF для деякої частоти ν має вигляд:

$$M(\nu) = K_c(\nu) = \frac{\pi}{4} \left[K_n(\nu) + \frac{K_n(3\nu)}{3} - \frac{K_n(5\nu)}{5} + \frac{K_n(7\nu)}{7} + \frac{K_n(11\nu)}{11} - \frac{K_n(13\nu)}{13} - \frac{K_n(15\nu)}{15} - \frac{K_n(17\nu)}{17} + \frac{K_n(19\nu)}{19} \dots \right], \quad (3.4)$$

де $K_c(\nu)$ - контраст зображення синусоїдальної міри з частотою ν ;

$K_n(\nu)$ - контраст зображення прямокутною міри з частотою ν ;

а обернена залежність має вигляд:

$$K_n(\nu) = \frac{4}{\pi} \left[M(\nu) - \frac{M(3\nu)}{3} + \frac{M(5\nu)}{5} - \frac{M(7\nu)}{7} + \frac{M(9\nu)}{9} - \frac{M(11\nu)}{11} + \dots \right]. \quad (3.5)$$

Із наведених формул видно, що перша залежність, на відміну від другої є нерегулярною. Таким чином, використання формули Колтмена збільшує об'єм вимірювань внаслідок необхідності визначати контраст по прямокутній мірі для кількох додаткових значень частот, крім заданих. Наприклад, якщо смуга частот, які пропускає система обмежена значенням 130 мм^{-1} , то для обчислення МПФ на частоті $\nu = 10 \text{ мм}^{-1}$, необхідно визначити STF на 6-ти просторових частотах - $\nu = 10, 30, 50, 70, 110, 130 \text{ мм}^{-1}$:

$$M(10) = \frac{\pi}{4} \left[K_n(10) + \frac{K_n(3 \cdot 10)}{3} - \frac{K_n(5 \cdot 10)}{5} + \frac{K_n(7 \cdot 10)}{7} + \frac{K_n(11 \cdot 10)}{11} - \frac{K_n(13 \cdot 10)}{13} \right]$$

Зазвичай можна обмежитися першими трьома або чотирма членами формули, оскільки наступні члени мають невеликі значення. Для першої гармоніки модульованого сигналу формули (3.4), (3.5) спрощуються:

$$M(\nu) = \frac{\pi}{4} \cdot K_n(\nu), \quad K_n(\nu) = \frac{4}{\pi} \cdot K_c(\nu).$$

Величина STF $K_n(\nu)$ для поточної просторової частоти ν є відношенням контрасту зображення прямокутною міри цієї частоти до контрасту самої міри. В разі використання міри одиничного контрасту STF дорівнює контрасту зображення міри і обчислюється за формулою

$$K_n = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{L_{\max} + L_{\min}}, \quad (3.6)$$

де L_{\max}, L_{\min} - максимальна і мінімальна яскравість зображення тест-об'єкту відповідно.

Для визначення МПФ дистанційної автоматичної ОЕСС, на виході якої немає зображення, величини L_{\max}, L_{\min} потрібно замінити на

відповідні максимальну і мінімальну амплітуди I_{\max}, I_{\min} відеосигналу в рядку телевізійної розгортки (рис. 3.4).

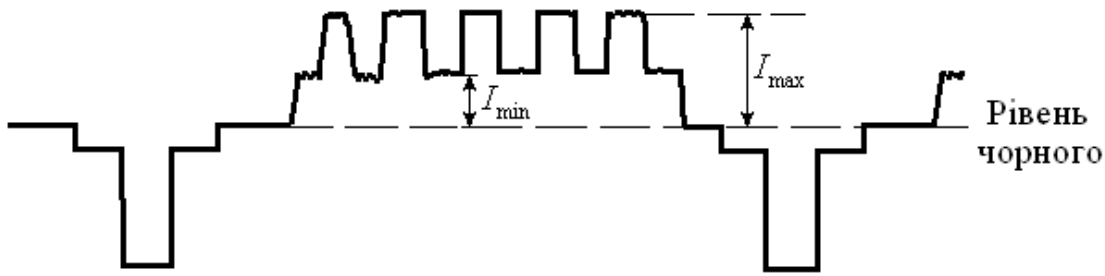


Рисунок 3.4 - Вимірювання сигналів в рядку для визначення STF

Межею числу членів розкладу на практиці служить гранична просторова частота f_z - частота зрізу, при якій МПФ наближається до нуля. Для дифракційно обмежених оптичних систем із круглою входною зіницею діаметром D частота, $f_z = D/\lambda$, де λ - довжина хвилі випромінювання.

Просторова частота, при якій ОПФ і МПФ знижуються до деякого заданого рівня, наприклад до значення граничного мінімального контрасту, що може бути виявленим спостерігачем або всією системою, часто служить оцінкою просторового розділення. Іноді за неї приймають частоту Найквіста, яка дорівнює половині частоти просторової вибірки зображення в ОЕСС. В інших випадках цією частотою може бути перший мінімум просторово-частотної характеристики ПВ, що дорівнює оберненому значенню елементарного кутового поля $2\Delta\omega$.

У телебаченні досить давно використовується запропонований О. Шаде критерій просторового розділення, що вимагає, щоб МПФ системи на частоті Найквіста f_N не перевищувала 0,15. Модифікований критерій О.Шаде визначається як [17, 18]:

$$R_{\text{екв}} = \frac{1}{2\Delta f_{\text{хекв}}} = \frac{1}{2 \int_0^\infty |K_{\text{ОЕСС}}(f_x)|^2 df} , \quad (3.7)$$

де $\Delta f_{\text{хекв}}$ - еквівалентна смуга пропускання просторових частот Δf_x ; $K_{\text{ОЕСС}}(f_x)$ просторово-частотна характеристика усієї ОЕСС.

Іншим критерієм просторового розділення, корисним для оцінки систем із просторовою вибіркою й обумовленим смугою пропускання просторових частот, є критерій Літо, який для одержання якісного зображення вимагає, щоб не менш 95% енергії оптичного сигналу до оптичної системи й просторової фільтрації було зосереджено на частотах, менших частоти Найквіста.

Розглянемо метод розрахунку лінійного просторового розділення на місцевості дистанційною, наприклад, авіакосмічною ОЕСС з урахуванням енергетичних і просторових параметрів об'єкта спостереження, стану атмосфери, якості зображення, сформованого об'єктивом, матричної структури приймача випромінювання, розмиття зображення за рахунок руху супутника під час експозиції та ймовірності виявлення об'єкта.

Результуючий контраст зображення залежить від контрасту об'єкта спостереження $C_{i0}(\nu_x)$, МПФ атмосфери $M_A(\nu_x)$, МПФ об'єктива $M_o(\nu_x)$, МПФ МПВ $M_D(\nu_x)$, а також від МПФ, яка характеризує лінійне $M_{vl}(\nu_x)$ і кутове $M_{va}(\nu_x)$ зміщення осі візування під час експозиції. Для лінійної інваріантної системи, якою при певних обмеженнях є ОЕСС, сумарна МПФ дорівнює добутку зазначених вище МПФ:

- в напрямку польоту носія

$$M_{\Sigma}(\nu_x) = M_a(\nu_x) M_o(\nu_x) M_D(\nu_x) M_{vl}(\nu_x) M_{va}(\nu_x); \quad (3.8)$$

- в напрямку, перпендикулярному до напрямку польоту носія

$$M_{\Sigma}(\nu_y) = M_a(\nu_y)M_o(\nu_y)M_D(\nu_y)M_{va}(\nu_y). \quad (3.9)$$

МПФ атмосфери характеризує ослаблення випромінювання від об'єктів і фонів, а також спотворення хвильового фронту в результаті проходження світлової хвилі через шари атмосфери з різними показниками заломлення [19]. Турбулентні флуктуації показника заломлення повітря задаються структурною постійною показника заломлення C_n^2 , яка вимірюється в $\text{м}^{-2/3}$. Залежність C_n^2 від висоти h на земною поверхнею називається профілем турбулентності. Профіль турбулентності атмосфери апроксимується двома емпіричними формулами [20]:

- для хороших умов спостереження

$$C_n^2(h) = 5,19 \cdot 10^{-16} - 10^{-0,86h} + 10^{-18,34+0,29h-0,0284h^2+0,000743h^3}; \quad (3.10)$$

- для поганих умов спостереження

$$C_n^2(h) = 9,5 \cdot 10^{-14} - 10^{-2,09h} + 10^{-14,39+0,17h-0,0348h^2+0,000959h^3}, \quad (3.11)$$

де h - висота шару атмосфери, висота в км. Максимальна висота турбулентності становить 20 км. При спостереженні через всю товщину атмосфери інтегральна величина структурної постійної показника заломлення може бути розрахована як

$$C_n^2 = \frac{1}{20} \int_0^{20} C_n^2(h) dh \quad (3.12)$$

і становить $1,516 \cdot 10^{-17} \text{ м}^{-2/3}$ для хороших і $3,146 \cdot 10^{-15} \text{ м}^{-2/3}$ для поганих умов спостереження.

При спостереженні через шар турбулентної атмосфери відбувається спотворення зображення об'єктів, величина якого визначається МПФ атмосфери [21]:

$$M_A(v_x) = \exp \left\{ -57,4 \left(\frac{\pi f'_o v_x}{180 D_p} \right)^{\frac{5}{3}} C_n^2 \lambda^{-\frac{1}{3}} L_d \left[1 - \mu \left(\frac{\pi f'_o v_x}{180 D_p} \right)^{\frac{1}{3}} \right] \right\}, \quad (3.13)$$

де $L_d = h_{\max} / \cos \theta$ - оптична довжина проходження випромінювання в турбулентному середовищі; θ - кут відхилення оптичної осі ОЕСС від надиру.

МПФ об'єктива $M_O(v_x)$ будемо апроксимувати функцією

$$M_O(v_x) = \begin{cases} 1 - \frac{x'}{\eta_{di}}, & \text{якщо } 0 \leq x' \leq \eta_{di}; \\ 0, & \text{якщо } x > \eta_{di}, \end{cases} \quad (3.14)$$

де η_{di} - параметр, що враховує аберації об'єктиву.

МПФ МПВ $M_D(v_x)$ дорівнює добутку просторової і часової МПФ. Просторова МПФ $M_{Ds}(v_x)$ визначається розмірами пікселя V_D :

$$M_{Ds}(v_x) = \frac{\sin(\pi V_D v_x)}{\pi V_D v_x}, \quad (3.15)$$

де максимальна просторова частота, яку може без спотворень передати МПВ, дорівнює частоті Найквіста $\nu_N = 1/2V_D$.

Часова МПФ $M_{Dt}(f)$ визначається постійною часу МПВ t_D :

$$M_{Dt}(f) = [1 + (2\pi t_D f)^2]^{0,5}. \quad (3.16)$$

За умови правильного вибору параметрів ОЕСС $M_{Dt}(f) \approx 1$. МПФ $M_v(v_x)$ враховує спотворення зображення під час експонування за рахунок руху носія. Зміщення зображення відбувається в фокальній площині об'єктива. Як правило, це лінійний зсув, що зумовлений лінійним або кутовим рухом супутника. Він описується наступними функціями:

- при лінійному переміщенні супутника

$$\Delta x'_l = \frac{v_f t_e f'_o}{h_f}; \quad (3.17)$$

- при кутовому переміщенні супутника

$$\Delta x'_a = f'_o \operatorname{tg}(\omega_a t_e), \quad (3.18)$$

де $\Delta x'_l$, $\Delta x'_a$ - зрушення зображення в фокальній площині при лінійному і кутовому переміщенні супутника відповідно; - v_f швидкість руху супутника; - h_f висота орбіти супутника; - ω_a кутова швидкість нахилу оптичної осі тепловізора; - t_e час експонування.

При такому зсуві відбувається розмиття зображення, яке можна описати функціями:

- при лінійному переміщенні супутника

$$M_{vl}(v_x) = \sin c(\Delta x'_l v_x); \quad (3.19)$$

- при кутовому переміщенні супутника

$$M_{vl}(v_x) = \sin c(\Delta x'_a v_x). \quad (3.20)$$

3.1.2 Оцінки енергетичного розділення

Однією з базових характеристик ОЕСС (як і будь-якої іншої вимірювальної системи) є функція передачі сигналу ФПС (SiTF - Signal Transfer Function) - залежність $u_s(L_t)$ електричного сигналу на виході електронного блоку від яскравості об'єкта спостереження. Для отримання функціональної залежності $u_s(L_t)$ розглянемо рис. 3.5 [22]. Нехай об'єкт спостереження має рівномірну по площі спектральну яскравість $L_t(\lambda)$, а його кутові розміри $\xi_{tx} \times \xi_{ty}$ значно перевищують миттєве поле зору ОЕСС, яка розташована на відстані R від об'єкта

спостереження. Будемо також вважати, що поверхня об'єкта випромінює по закону Ламберта.

Тоді для ОЕСС спектральна яскравість поверхні об'єкта як

$$L_t(\lambda) = \frac{1}{\pi} \varepsilon_t(\lambda) M_\lambda(\lambda, T_t), \quad (3.21)$$

де $\varepsilon_t(\lambda)$ – спектральний коефіцієнт випромінювання поверхні об'єкта; $M_\lambda(\lambda, T_t)$ – функція Планка.

Для ОЕСС спектральна яскравість поверхні об'єкта визначається як

$$L_t(\lambda) = \rho_t(\lambda) \frac{E_\lambda(\lambda)}{\pi}, \quad (3.22)$$

де $\rho_t(\lambda)$ – спектральний коефіцієнт відбиття поверхні об'єкта; $E_\lambda(\lambda)$ – спектральна освітленість об'єкта (природна або штучна).

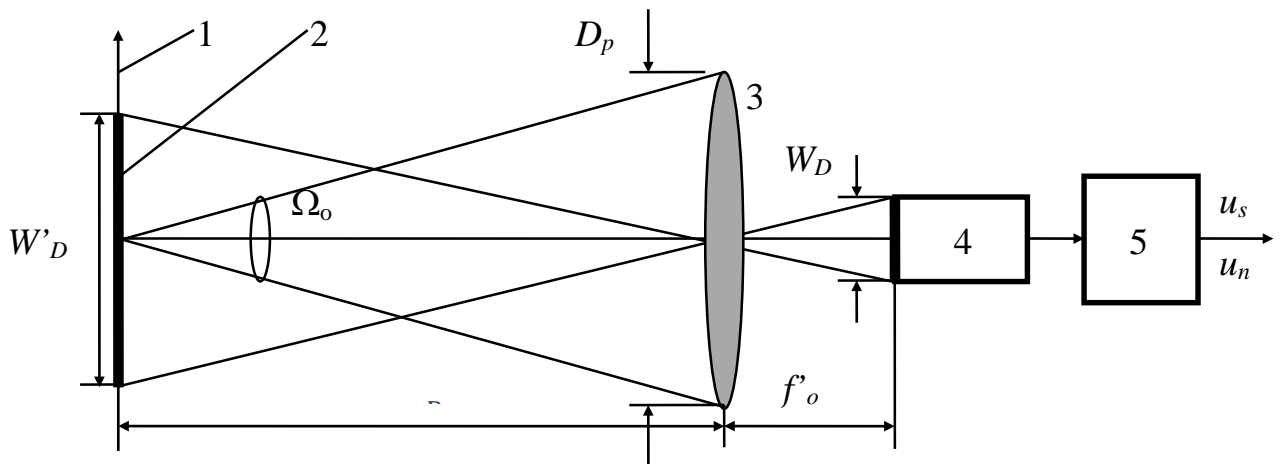


Рисунок 3.5 - До розрахунку функції передачі сигналу ОЕСС: 1 – площа об'єкта випромінювання; 2 – миттєве лінійне поле зору; 3 – ОС; 4 – ПВ; 5 – еталонний фільтр

Якщо поверхня об'єкта розташована перпендикулярно до осі спостереження, то до вхідної зіниці ОЕСС надходить спектральний потік випромінювання

$$\Phi_{\lambda}(\lambda) = \tau_A(\lambda)L_{\lambda t}(\lambda)A_t\Omega_o, \quad (3.23)$$

де $\tau_A(\lambda)$ – спектральний коефіцієнт пропускання атмосфери; A_t – площа об'єкта, що знаходиться у межах миттєвого поля зору ОЕСС; $\Omega_o = A_p/R^2$ – тілесний кут, у межах якого випромінювання від об'єкта надходить до вхідної зіниці ОС площею A_p .

Сигнал на виході ПВ із спектральною чутливістю $R_D(\lambda)$ дорівнюватиме

$$u_s = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \Phi_{\lambda}(\lambda)\tau_o(\lambda)R_D(\lambda)d\lambda = A_t \frac{A_p}{R^2} \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \tau_A(\lambda)L_{\lambda t}(\lambda)\tau_o(\lambda)R_D(\lambda)d\lambda. \quad (3.24)$$

Формулу (3.24) можна представити у вигляді

$$u_s = A_t \frac{A_p}{R^2} L_{\lambda t, \max} R_{D, \max}(\Delta \ln \lambda), \quad (3.25)$$

де $\Delta \ln \lambda$ – відносна спектральна ширина смуги пропускання ОЕСС, яка визначається співвідношенням

$$\Delta \ln \lambda = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \tau_A(\lambda)L_{\lambda t}(\lambda)\tau_o(\lambda)R_{Dn}(\lambda)d\lambda, \quad (3.26)$$

де $L_{\lambda t}(\lambda)$ – відносна (нормована) спектральна яскравість об'єкта; $R_{Dn}(\lambda)$ – відносна спектральна чутливість ПВ.

При вимірюванні функції SiTF вважають, що тест-об'єкт знаходиться на невеликій відстані від ОЕСС, тобто $\tau_A(\lambda) \approx 1$, а спектральний коефіцієнт пропускання ОС у межах робочого спектрального діапазону має середнє значення τ_o . Тоді функція SiTF ОЕСС з урахуванням коефіцієнта підсилення електронного блоку C_{EI} та співвідношень $A_p = \pi D_o^2/4$ і $A_t/R^2 = A_D/f_o^2$, яке впливає із рис. 3.5, матиме вигляд

$$u_s(L_t) = \frac{\pi}{4} C_{El} A_D \left(\frac{D_o}{f_o'} \right)^2 \tau_o \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} L_t(\lambda) R_D(\lambda) d\lambda. \quad (3.27)$$

Функція $u_s(L_t)$ має складний вигляд, який залежить, перш за все, від робочого спектрального діапазону та спектральної чутливості ПВ, що ускладнює вимірювання істинної яскравості об'єкта. Формула (3.27) не враховує спектральний склад електричного сигналу, який визначається системою сканування. Крім того, на величину сигналу u_s впливає коефіцієнт підсилення C_{El} та шуми системи.

Температурне і температурно-частотне (температурно-просторове) розділення ОЕСС по відношенню до протяжних об'єктів оцінюється за допомогою ряду параметрів, до яких насамперед належать [17, 18, 23]:

- еквівалентна шумова температура (ЕШТ, NET), що визначається як температура еквівалентного чорного тіла, поміщеного в площину об'єкта, випромінювання якого створює на виході ОЕСС відношення сигнал-шум, що дорівнює одиниці;
- еквівалентна шуму різниця температур (ΔT_n , ЕШРТ, Noise Equivalent Temperature Difference - NETD), що визначається як мінімальна різниця температур двох випромінювачів, наприклад об'єкта і навколишнього його фону або окремих їх фрагментів, прийнятих за чорні тіла, при якій різниця сигналів, створюваних цими випромінювачами на виході ПВ при послідовному в часі їх спостереженні (скануючі ОЕСС) або одночасно на окремих елементах повноформатних МПВ, дорівнює шуму приймача;
- мінімальна виявлювана різниця температур ($\Delta T_{pв}$, Minimum Detectable Temperature Difference - MDTD), що визначається необхідною тренуваному спостерігачу для виявлення тест- об'єкта (звичайно -

квадратної або круглої міри) різницею температур тест-об'єкта і однорідного фону, на якому він спостерігається через ОЕСС. При цьому спостерігач приблизно знає місце розташування тест-об'єкта і має в своєму розпорядженні достатній час для його виявлення;

- мінімальна роздільна різниця температур (ΔT_p , Minimum Resolvable Temperature Difference - MRTD) - різниця температур елементів спеціального штрихового тест-об'єкта (міри), при якій на виході ОЕСС забезпечується необхідне для розрізнення цих елементів відношення сигнал-шум;

- динамічна мінімальна роздільна різниця температур (ΔT_{pd} , DMRTD), що визначається так само, як і ΔT_p , але в умовах відносного переміщення тест-об'єкта і ОЕСС [24];

- мінімальний роздільний контраст (Minimum Resolvable Contrast - MRC), який визначається контрастним порогом чутливості ОЕСС, тобто мінімальним контрастом між об'єктом і фоном, який розрізняє система.

При спостереженні малорозмірних (точкових) об'єктів енергетичне розділення ОЕСС можна оцінювати еквівалентним шуму опроміненням або еквівалентним шуму пороговим потоком, тобто значеннями опромінення або потоку на вході системи, при яких амплітуди сигналів дорівнюють середнім квадратичним значенням шумів.

Еквівалентну шуму освітленість для ОЕСС з фотонним ПВ визначимо таким чином. Об'єкт з коефіцієнтом дифузного відбиття $\rho_{об}(\lambda)$ підсвічується джерелом випромінювання з колірною температурою T_k . Це джерело створює у поверхні об'єкта інтегральну енергетичну освітленість E_e . Частина випромінювання, відбитого об'єктом, проходить через атмосферу, що має коефіцієнт пропускання $\tau_{ат}(\lambda)$, і потрапляє в оптичну систему, що складається з об'єктива й

фотонного МПВ. Об'єктив має фокусну відстань f' , діаметр вхідної зіниці D і коефіцієнт пропускання $\tau_{oc}(\lambda)$. МПВ встановлено в задній фокальній площині об'єктива.

Зображення об'єкта, сформоване об'єктивом, має інтегральну енергетичну освітленість E_e' .

У загальному випадку, випромінювання джерела може мати складний спектральний склад, який на поверхні об'єкта характеризується спектральною щільністю освітленості $E(\lambda)$.

Відповідно вираз для інтегральної освітленості в площині об'єкта буде мати вигляд:

$$E_g = \int_0^{\infty} E_{\lambda}(\lambda) d\lambda, \text{ Вт/м}^2.$$

Для випадку, коли кутові розміри об'єкта $\omega_{об}$ значно перевищують кутову межу розділення об'єктива оптичної системи δ_{oc} , і об'єкт віддалений від ОЕСС на відстань, що значно перевищує фокусну відстань об'єктива f' , маємо спектральну освітленість в площині зображення

$$E'_{\lambda}(\lambda) = \frac{\tau_{атм}(\lambda)\tau_{oc}(\lambda)\rho_{об}(\lambda)E_{\lambda}(\lambda)\left(\frac{D}{f'}\right)^2}{4} = \frac{\tau_{атм}(\lambda)\tau_{oc}(\lambda)\rho_{об}(\lambda)E_{\lambda}(\lambda)}{4k^2}, \quad (3.28)$$

де k_{ef}^2 – ефективне діафрагмове число об'єктива.

У цьому випадку енергетична освітленість в площині чутливого шару матричного ПВ визначатиметься виразом:

$$E'_e = \int_0^{\infty} E'_{\lambda}(\lambda) d\lambda = \frac{1}{4k^2} \int_0^{\infty} E_{\lambda}(\lambda) \tau_{атм}(\lambda) \tau_{oc}(\lambda) \rho_{об}(\lambda) d\lambda. \quad (3.29)$$

Якщо об'єкт підсвічується джерелом у вигляді абсолютно чорного тіла з температурою T , то поверхнева щільність випромінювання такого джерела описується законом Планка

$$E_{\lambda}(\lambda) = E_{\lambda_{\max}} \frac{M_{\lambda}(\lambda, T)}{M_{\lambda_{\max}}(T)} = E_{\lambda_{\max}} X(\lambda, T)$$

$$M_{\lambda}(\lambda, T) = \frac{2\pi c^2 h}{\lambda^5} \frac{1}{\exp\left(\frac{hc}{\lambda kT}\right) - 1}$$

$$\lambda_{\max} = \frac{2,8978 \cdot 10^{-6}}{T}, \text{ м.}$$

де $E_{\lambda_{\max}}$ – максимальне значення спектральної щільності освітленості; $M_{\lambda}(\lambda, T)$ – спектральна щільність енергетичної світності АЧТ; $M_{\lambda_{\max}}(T)$ – максимальне значення спектральної щільності світності АЧТ; $X(\lambda, T)$ – відносна спектральна щільність світності АЧТ; λ_{\max} – довжина хвилі випромінювання, відповідна максимуму спектральної щільності світності АЧТ; T – температура АЧТ; h – постійна Планка; c – швидкість світла у вакуумі; k – постійна Больцмана.

Максимальне значення спектральної щільності світності АЧТ при його температурі T :

$$M_{\lambda_{\max}}(T) = 1,2865 \cdot 10^{-11} \cdot T^5. \quad (3.30)$$

Формула для обчислення відносної спектральної щільності світності АЧТ прийме вигляд

$$X(\lambda, T) = \frac{2,9081 \cdot 10^{19}}{(\lambda T)^5} \frac{1}{\exp\left(\frac{14388}{\lambda T}\right) - 1}. \quad (3.31)$$

Остаточно для спектральної щільності освітленості в площині зображення отримуємо:

$$E'_\lambda(\lambda) = \frac{\tau_{атм}(\lambda)\tau_{ос}(\lambda)\rho_{об}(\lambda)}{4k^2} E_{\lambda, макс} X(\lambda, T). \quad (3.32)$$

Відповідно формулу для інтегральної енергетичної освітленості в площині зображення можна переписати у вигляді:

$$E'_9 = \int_0^\infty E'_\lambda(\lambda) d\lambda = \frac{E_{\lambda, макс}}{4k^2} \int_0^\infty X(\lambda, T) \tau_{атм}(\lambda) \tau_{ос}(\lambda) \rho_{об}(\lambda) d\lambda. \quad (3.33)$$

Вираз для інтегрального енергетичного потоку випромінювання, що потрапляє на одиночний піксель МПВ, буде мати вигляд:

$$\Phi'_9 = A_{ПВ} E'_9 = \frac{A_{ПВ} E_{\lambda, макс}}{4k^2} \int_0^\infty X(\lambda, T) \tau_{атм}(\lambda) \tau_{ос}(\lambda) \rho_{об}(\lambda) d\lambda. \quad (3.34)$$

де $A_{ПВ}$ - площа пікселя.

Потік випромінювання (3.34) викличе появу в потенційній ямі пікселя матриці n сигнальних електронів:

$$n = t_{нак} A_{ПВ} \int_0^\infty \frac{E'_\lambda(\lambda) \eta(\lambda)}{E_\phi(\lambda)} d\lambda = t_{нак} A_{ПВ} \int_0^\infty E'_\lambda(\lambda) \frac{\eta(\lambda) \cdot \lambda}{hc} d\lambda, \quad E_\phi(\lambda) = \frac{\lambda}{hc}, \quad (3.35)$$

де: $\eta(\lambda)$ - квантова ефективність матриці; $E_\phi(\lambda)$ - енергія фотона на довжині хвилі λ ; $t_{нак}$ - час накопичення; h - постійна Планка; c - швидкість світла у вакуумі.

Величина $\frac{\eta(\lambda) \cdot \lambda}{hc}$ фактично є спектральною чутливістю матриці:

$$S(\lambda) = \frac{\eta(\lambda) \cdot \lambda}{hc} = \frac{Max[\eta(\lambda) \cdot \lambda]}{hc} \frac{\eta(\lambda) \cdot \lambda}{Max[\eta(\lambda) \cdot \lambda]} = S_{макс} S_{отн}(\lambda). \quad (3.36)$$

де $S_{макс}$ - максимальне значення чутливості матриці; $S_{отн}(\lambda)$ - відносна спектральна чутливість матриці.

Чутливості матриці $S(\lambda)$ в даному випадку має розмірність $[Дж^{-1}]$, що відповідає кількості електронів що виникають у потенційній ямі при поглинанні 1 Дж променевої енергії. З останніх формул маємо

$$n = \frac{t_{\text{нак}} A_{\text{ПІІ}} S_{\text{макс}} E_{\lambda, \text{макс}}}{4k^2} \int_0^{\infty} X(\lambda, T) S_{\text{отн}}(\lambda) \tau_{\text{атм}}(\lambda) \tau_{\text{ос}}(\lambda) \rho_{\text{об}}(\lambda) d\lambda. \quad (3.37)$$

Сумарний рівень шуму, що виникає при перетворенні сигналу в МПВ, складається з фотонного шуму потоку випромінювання від об'єкта і власних шумів сенсора матриці і її електронного тракту:

$$N_{\text{ш}} = \sqrt{N_{\text{ф}}^2 + N_{\text{пасн}}^2}. \quad (3.38)$$

де $N_{\text{ш}}$ - сумарне значення СКО шуму; $N_{\text{ф}}$ - СКО фотонного шуму; $N_{\text{пасн}}$ - паспортне значення СКО шуму МПВ.

Фотонний шум є наслідком дискретної природи світла і підкоряється закону розподілу Пуасона. Згідно з цією статистикою, фотонний шум дорівнює квадратному кореню з числа сигнальних фотонів. Таким чином, відношення сигнал/шум в потоці фотонів, падаючому на піксель, буде також дорівнює кореню квадратному з числа фотонів. ПВ додатково погіршує відношення сигнал/шум за рахунок наявності власних шумів. Враховуючи, що за умовою розрахунку, кількість сигнальних електронів має дорівнювати значенню СКО шумових електронів, отримуємо

$$n = N_{\text{ш}} = \sqrt{(\sqrt{n})^2 + N_{\text{пасн}}^2} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4N_{\text{пасн}}^2}}{2} \approx N_{\text{пасн}}. \quad (3.39)$$

Остаточно вираз для порогової величини максимальної спектральної щільності освітленості буде мати вигляд

$$E_{\lambda, \text{макс}}^{\text{пор}} = \frac{4k^2 N_{\text{ш}}}{t_{\text{нак}} A_{\text{ПВ}} S_{\text{макс}} \int_0^{\infty} X(\lambda, T) S_{\text{е}}(\lambda) \tau_{\text{атм}}(\lambda) \tau_{\text{ос}}(\lambda) \rho_{\text{об}}(\lambda) d\lambda}. \quad (3.40)$$

Однією з важливих характеристик блоків ОЕСС, яка входить до складу більш узагальнених характеристик, є відношення сигнал/шум. Це відношення визначається для різних точок структурній схемі ОЕСС і враховує і внутрішні, і зовнішні джерела шумів, а також вплив випадкових неконтрольованих змін корисного сигналу і всіляких перешкод, наприклад нестационарних в часі і просторі змін яскравості фону. Найбільш часто це відношення розглядається на виході ПВ:

$$\mu = \frac{\int_{\lambda} \int_f S(\lambda, f) \Delta\Phi'_e(\lambda, f) d\lambda df}{\sqrt{\int_f U_{\text{ш}}(f) df}}, \quad (3.41)$$

де λ – довжина хвилі випромінювання; f – частота, Гц; $S(\lambda, f)$ – чутливість ПВ; $\Delta\Phi'_e(\lambda, f)$ – потік випромінювання на ПВ; $U_{\text{ш}}(f)$ – спектральна щільність потужності шумів, приведених до виходу ПВ.

Цей вираз не враховує залежність функцій $S(\lambda, f)$ і $\Delta\Phi'_e(\lambda, f)$ від кутів падіння потоку на чутливу площадку, оскільки для малих кутів і площ вони зазвичай можуть бути прийняті постійними.

Крім загального випадку, коли спектральна щільність потужності шумів і завад (спектр Хинчина - Вінера) в знаменнику (3.41) розглядається як сума зовнішніх і внутрішніх складових шуму, часто використовуються більш прості, але цілком прийнятні для різноманітних практичних застосувань вирази. Так, у разі переважання внутрішніх шумів приймача випромінювання, що враховуються за допомогою питомої виявлювальної здатності приймача $D^*(\lambda, f, \Delta f_e)$

величина μ визначається як

$$\mu = \int_{\Delta\lambda} \frac{\Delta\Phi_e(\lambda) \tau_0(\lambda) D^*(\lambda) d\lambda}{\sqrt{A_{\text{ПВ}} \Delta f_e}}, \quad (3.42)$$

де $\tau_0(\lambda)$ – спектральний коефіцієнт пропускання оптичної системи; $\Delta\lambda = \lambda_1 \dots \lambda_2$ – робочий спектральний діапазон ОЕСС.

Потоки $\Delta\Phi_e$, які приходять на вхід ОЕСС, можна визначити, наприклад, як (для точкового випромінювача)

$$\mu = \frac{A_{\text{вх}}}{l^2 \sqrt{A_{\text{пв}} \Delta f_e}} \int_{\Delta\lambda} \tau_c(\lambda) \tau_0(\lambda) I_c(\lambda) D^*(\lambda) d\lambda, \quad (3.43)$$

Для протяжного випромінювача, який перекриває елементарне кутове поле $\Delta\Omega_e$,

$$\mu = \frac{A_{\text{вх}} \Delta\Omega_e}{\sqrt{A_{\text{пв}} \Delta f_e}} \int_{\Delta\lambda} \tau_c(\lambda) \tau_0(\lambda) L_c(\lambda) D^*(\lambda) d\lambda. \quad (3.44)$$

У цих формулах не враховується залежність s і D^* від частоти f , тобто s і D^* приймаються постійними в межах Δf_e .

Якщо яскравість реальних випромінювачів виразити через коефіцієнт випромінювання $\varepsilon(\lambda)$ і яскравість чорного тіла $L_c^{\text{чт}}(\lambda)$, то (3.44) можна переписати як

$$\mu = \frac{A_{\text{вх}} \Delta\Omega_e}{\sqrt{A_{\text{пв}} \Delta f_e}} \int_{\Delta\lambda} \tau_c(\lambda) \tau_0(\lambda) \varepsilon(\lambda) L_c^{\text{чт}}(\lambda) D^*(\lambda) d\lambda. \quad (3.45)$$

Іноді зручно використовувати фотонну форму подання сигналів, тобто виражати яскравість $L_c^{\text{чт}}$ через число фотонів $L_q^{\text{чт}}$ з енергією hc/λ , що падають на приймач

$$L_q^{\text{чт}} = \frac{L_c^{\text{чт}}}{\frac{hc}{\lambda}}, \quad (3.46)$$

а також враховувати притаману більшості фотонних приймачів залежність

$$D^*(\lambda) = \frac{\lambda D_{\text{max}}^*}{\lambda_{\text{max}}}, \quad (3.47)$$

де D_{max}^* - максимальне $D^*(\lambda)$ на відповідній довжині хвилі λ_{max} .

На перших етапах аналізу і розрахунку параметрів і характеристик багатьох ОЕСС часто розглядається спрощена енергетична модель системи, коли на вхід ОЕСС надходить або адитивна суміш сигналу від

спостережуваного об'єкта, атмосфери і фону, або тільки сигнал від фону і середовища. У цьому випадку важливо визначити контрастне відношення сигнал/шум μ_k як

$$\mu_k = \frac{V_{об+ф} - V_{ф}}{\sigma_{ш}}, \quad (3.48)$$

де $V_{об+ф}$ – сигнал на виході чутливого елемента приймача випромінювання за наявності об'єкта і фону в кутовому полі $\Delta\Omega_e$; $V_{ф}$ – сигнал на виході приймача, коли об'єкт відсутній і всі кутове поле $\Delta\Omega_e$ займає фон.

Зміна сигналу $\Delta V = V_{об+ф} - V_{ф}$ може відповідати випадку переходу (послідовного опитування) від одного пікселя МПВ, на якому присутнє зображення об'єкта, до іншого, на якому міститься тільки зображення фону, або появи об'єкта, на стаціонарному фоні. Користуючись співвідношеннями, не складно отримати вираз для зміни потоку випромінювання $\Delta\Phi_e$ в діапазоні $\Delta\lambda$, якому відповідає зміна сигналу ΔV :

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_e = & A_{вх} \Delta\Omega_{об} \int_{\Delta\lambda} [L_{об1}(\lambda) - L_{ф1}(\lambda)] d\lambda = \\ & A_{вх} \Delta\Omega_{об} \int_{\Delta\lambda} \left\{ \left[\varepsilon_{об}(\lambda) [L_{об}(\lambda, T_{об}) + \frac{1}{\pi} \rho_{об} E_{об}(\lambda)] \prod_{n=1}^{n_{об}} \tau_{cn}(\lambda) + \right. \right. \\ & \left. \sum_{n=1}^{n_{об}} L_c(T_{cn}) \prod_{j=1}^{n-1} \tau_{cj}(\lambda) [1 - \tau_{cj}(\lambda)] - \left[\varepsilon_{ф}(\lambda) L_{ф}(\lambda, T_{ф}) + \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{1}{\pi} \rho_{ф}(\lambda) E_{ф}(\lambda) \right] \prod_{n=1}^{n_{ф}} \tau_{cn}(\lambda) - \sum_{n=1}^{n_{ф}} L_c(T_{cn}) \prod_{j=1}^{n-1} \tau_{cj}(\lambda) [1 - \tau_{cj}(\lambda)] \right\} d\lambda. \end{aligned} \quad (3.49)$$

Зазвичай, наприклад при однакових відстанях від ОЕСС до об'єкта і фону, тобто при знаходженні їх в одному шарі середовища ($n_{об} = n_{ф}$), цю формулу і їй подібні можна помітно спростити. При переважанні внутрішніх шумів вираз (3.44) для випадку утворення контрастного відношення сигнал/шум можна переписати, замінивши яскравість з на різницю яскравостей об'єкта і фону

$$\mu_k = \frac{A_{\text{вх}} \Delta \Omega_e}{\sqrt{A_{\text{пв}} \Delta f_e}} \int_{\Delta \lambda} (L_{\text{об1}}(\lambda) - L_{\text{ф1}}(\lambda)) \tau_0(\lambda) D^*(\lambda) d\lambda, \quad (3.50)$$

При невеликій відмінності ΔT в температурах об'єкта $T_{\text{об}}$ і фону $T_{\text{ф}}$ можна прийняти, $L_{\text{об1}}(\lambda) \approx L_{\text{ф1}}(\lambda) = L_{\text{ф}}(\lambda)$ і приблизно записати

$$L_{\text{об1}}(\lambda) - L_{\text{ф1}}(\lambda) = \frac{dL_c(\lambda)}{dT} \Delta T. \quad (3.51)$$

Тоді для спрощення енергетичної моделі ОЕСС, що враховує тільки власні випромінювання об'єкта і фону, тобто при $\tau_{\text{с об}}(\lambda) = \tau_{\text{с ф}}(\lambda) = \tau_c(\lambda)$, $\varepsilon_{\text{об}}(\lambda) = \varepsilon_{\text{ф}}(\lambda) = 1$ та $\Delta \Phi_e = A_{\text{вх}} \Delta \Omega_{\text{об}} \int_{\Delta \lambda} [L_{\text{об1}}(\lambda) - L_{\text{ф1}}(\lambda)] d\lambda$, замість (3.50) можна записати

$$\mu_k = \frac{A_{\text{вх}} \Delta \Omega_e}{\sqrt{A_{\text{пв}} \Delta f_e}} \int_{\Delta \lambda} \tau_c(\lambda) \tau_0(\lambda) \frac{dL_c(\lambda)}{dT} D^*(\lambda) d\lambda. \quad (3.52)$$

Для фотонної форми представлення сигналів при квантовій ефективності приймача випромінювання $\eta_q(\lambda)$ зареєстроване ОЕСС число фотонів, що відповідає різниці потоків від об'єкта і фону за час накопичення сигналу t_n , становить

$$\Delta n = A_{\text{вх}} \Delta \Omega t_n \int_{\Delta \lambda} \tau_c(\lambda) \tau_0(\lambda) [L_{\text{об1}}(\lambda) - L_{\text{ф1}}(\lambda)] \eta_q(\lambda) d\lambda. \quad (3.53)$$

При цьому відношення сигнал/шум дорівнює

$$\mu_q = \frac{\Delta n}{\sqrt{\sigma_n^2}}, \quad (3.54)$$

де зазвичай вважають, що дисперсія флуктуацій числа фотонів σ_n^2 визначається як сума дисперсій флуктуацій числа фотонів, що потрапляють на приймач від спостережуваної сцени і від елементів конструкції ОЕСС (світлофільтрів, оправ, діафрагм тощо).

В [25] запропоновано використовувати поняття питомої виявлювальної різниці температур ΔT_n , еквівалентній фоновому шуму.

Цей параметр дорівнює відношенню ΔT_n ідеального приймача

(обмеженого радіаційним фоновим шумом) до напівсферичного тілесного кута 2π , одиничної площі приймача $A_{\text{пв}}$ і одиничного часу накоплення t_n . Показано, що з достатньою для практики точністю можна написати

$$\Delta T_{\text{п}}^*(\lambda_{\text{гр}}) \approx kT^2 D^*(\lambda_{\text{гр}}),$$

де k - постійна Больцмана; T - температура об'єкта; $\lambda_{\text{гр}}$ - довгохвильова границя спектральної чутливості ОЕСС; D^* - питома виявлювальна здатність ПВ.

Тобто теоретично гранична виявлювальна здатність приймача $D^*(\lambda_{\text{гр}})$, обчислена для постійного монохроматичного сигналу з довжиною хвилі $\lambda_{\text{гр}}$, може бути без всякого перерахунку використана для порівняльної оцінки ОЕСС, що працюють в різних спектральних діапазонах, за ступенем їх наближення до ідеальної ОЕСС, обмеженої шумами фону.

В спектральному робочому діапазоні $\lambda_1 \dots \lambda_2$ для ОЕСС з тепловими приймачами випромінювання

$$\Delta T_{\text{п}}^* \approx \Delta T_{\text{п}}^*(\lambda_{\text{гр}}) \sqrt{1 - \left[\frac{\Delta T_{\text{п}}^*(\lambda_2)}{\Delta T_{\text{п}}^*(\lambda_1)} \right]^2}. \quad (3.55)$$

Часто показником для одночасної оцінки температурної і просторової роздільної здатності ОЕСС є мінімальна роздільна різниця температур ΔT_p . Ця характеристика враховує можливі втрати просторової роздільної здатності не тільки в оптичному, електронному тракті, моніторі, але й у зоровій системі спостерігача. Тому її слід віднести до суб'єктивних показників якості, які будуть розглядатись в наступному розділі.

Одним з об'єктивних критеріїв оцінювання тепловізійних ОЕСС еквівалентна шуму різниця температур (*NETD* - Noise Equivalent

Temperature Difference) ΔT_{eu} . Зазвичай *NETD* визначається як різниця температур між стандартним тест-об'єктом і фоном, що випромінюють як АЧТ, при якій відношення пікового значення сигналу на виході стандартного еталонного фільтра ОЕСС, яка розглядає тест-об'єкт, до шуму дорівнює одиниці [17].

Тест-об'єкт повинен мати кутові розміри, які у декілька разів перевищують кутовий розмір чутливої площадки ПВ, щоб нівелювати вплив просторового розділення на результати вимірювань. Для нівелювання впливу електронної системи використовують стандартний еталонний фільтр з передавальною функцією

$$H_{f,fp}(f) = \left[1 + \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right]^{-0,5}, \quad (3.56)$$

де $f_0 = 1/2t_o$; t_o – час розкладу одного елемента зображення.

Для розрахунку *NETD* користуються рядом допущень [17, 22]:

1. Тест-об'єкт розташований на незначній відстані від ОЕСС. Тоді можна вважати, що випромінення мало поглинається при проходженні через атмосферу, тобто в робочому спектральному діапазоні $\tau_A(\lambda) \approx 1$.
2. Ефективна шумова смуга електронного тракту визначається за формулою

$$\Delta f = \frac{1}{NEP_{max}} \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} NEP(f) |H_{f,fp}(f)|^2 df, \quad (3.57)$$

де $NEP(f)$ – спектральна щільність потужності шуму; $H_{f,fp}(f)$ – передавальна функція еталонного фільтра, яка визначається формулою (3.56).

3. Тест-об'єкт великих розмірів розташований на рівномірному фоні і має температурний контраст ΔT . Тест-об'єкт і фон випромінюють як АЧТ.

Оскільки об'єкт завжди знаходиться на фоні, то корисний сигнал виникає при наявності температурного контрасту між об'єктом і фоном, тобто

$$u_s = u_{st} - u_{sb}, \quad (3.58)$$

де u_{st} і u_{sb} – сигнали, що утворені об'єктом і фоном відповідно.

Якщо об'єкт і фон є ламбертівськими випромінювачами, то сигнал дорівнює

$$\begin{aligned} u_s &= \frac{1}{\pi} A_t \frac{A_p}{R^2} \tau_o \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} R_D(\lambda) [M_\lambda(\lambda, T + \Delta T) - M_\lambda(\lambda, T)] d\lambda = \\ &= \frac{1}{\pi} A_t \frac{A_p}{R^2} \tau_o \cdot \Delta T \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} R_D(\lambda) \frac{\partial M_\lambda(\lambda, T)}{\partial T} d\lambda, \end{aligned} \quad (3.59)$$

де τ_o – середній коефіцієнт пропускання ОС; $R_D(\lambda)$ – спектральна чутливість ПВ.

Відношення сигнал/шум на виході еталонного фільтра

$$SNR = \frac{U_s}{U_n} = \frac{1}{\pi} A_t \tau_o \frac{A_o}{d^2} \frac{\Delta T}{\sqrt{A_D \Delta f}} \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} D^*(\lambda) \frac{\partial M_\lambda(\lambda, T)}{\partial T} d\lambda. \quad (3.60)$$

Формулу для розрахунку $NETD$ знаходимо, вважаючи, що $SNR=1$.

Тоді

$$NETD = \Delta T = \frac{\pi R^2 \sqrt{A_D \Delta f}}{A_t \tau_o A_p \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} D^*(\lambda) \frac{\partial M_\lambda(\lambda, T)}{\partial T} d\lambda}. \quad (3.61)$$

Отримана формула є найбільш загальною для розрахунку $NETD$.

Враховуючи, що площа вхідної зіниці об'єктива дорівнює $A_p = \pi D_o^2 / 4$, а

відношення площі об'єкта до квадрата відстані дорівнює відношенню площі ПВ до квадрата фокусної відстані $A / R^2 = A_D / f_o'^2$, маємо

$$NETD = \frac{4k_{eff}^2}{\tau_o \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} D^*(\lambda) \frac{\partial M_\lambda(\lambda, T)}{\partial T} d\lambda} \sqrt{\frac{\Delta f}{A_D}}. \quad (3.62)$$

В ОЕСС з МПВ крім шумів окремих пікселів необхідно враховувати геометричний шум матриці. В зв'язку з цим при визначенні $NETD$ розглядають наступні складові:

1. $NETD_{th}$, яка обумовлена тепловим шумом Джонсона і $1/f$ – шумом (власними шумами);
2. $NETD_{ph}$, яка обумовлена радіаційним (фотонним) шумом і визначає теоретично мінімальне значення $NETD$;
3. $NETD_g$, яка обумовлена геометричним шумом.

Якщо домінуючими є власні шуми ПВ, які визначаються питомою виявлювальною здатністю D^* , то для розрахунку $NETD$ використовують отримані вище формули.

Якщо домінує фотонний шум, то для розрахунку $NETD$ використовують формулу [1]

$$NETD_{ph} = \frac{4(1 + 4k_{eff}^2)}{\pi(dL_e / dT)} \sqrt{\frac{\varepsilon_b k \sigma T_b^5 \Delta f}{A_D}}, \quad (3.63)$$

де k – постійна Больцмана; σ – постійна Стефана – Больцмана.

Якщо домінує геометричний шум, то для розрахунку $NETD$ можна використати формулу [1]

$$NETD_g = k_{Dg} k_{gn} \lambda_0 T_b^2, \quad (3.64)$$

де $k_{Dg} = 0,694$ мкм/К – постійна; k_{gn} – відносна неоднорідність чутливості пікселів; λ_0 – середня довжина хвилі робочого спектрального діапазону, мкм.

Наприклад, якщо $k_{gn} = 0,001$, $\lambda_0 = 10$ мкм і $T_b = 300$ К, то $NETD_g = 63$ мК. Експериментальні дослідження свідчать про те, що для МПВ з $D^* > 10^{10}$ см $\sqrt{\Gamma}$ ц/В т межа температурного розділення визначається головним чином геометричним шумом.

Якщо при розрахунках ОЕСС сигнали і шуми представляються у квантовій формі через швидкість приходу квантів випромінювання, то [1]

$$NETD_{ph} = \frac{4(1 + 4k_{eff}^2)\sigma_q}{\pi A_D \int_0^\infty (dL_e / dT) T_b \tau_c(\lambda) \tau_0(\lambda) R_q(\lambda) d\lambda}, \quad (3.65)$$

де σ_q , $R_q(\lambda)$ – середнє квадратичне значення шуму і чутливість приймача, виражені через число квантів випромінювання, що приходять на приймач в одиницю часу.

3.1.3 Ймовірнісні оцінки

Виявлення сигналів на фоні шумів є ймовірнісним процесом і в алгоритмах обробки сигналів в автоматичних системах використовуються методи теорії ймовірностей. Тому для оцінки ефективності функціонування дистанційних ОЕСС часто використовуються ймовірнісні показники. Слід зважати також на те, що в сучасних дистанційних ОЕСС розпізнавання об'єктів також

здійснюється як виявлення певних релевантних ознак, тобто фактично приводиться до задачі виявлення сигналів.

Ймовірність виявлення об'єкта - це ймовірність виділення сигналу від об'єкта на певному фоні. Неоднорідність фону і власні шуми МПВ можна розглядати як випадкові процеси (зазвичай - з нормальним законом розподілу). У цьому випадку ймовірність виявлення об'єкта є однозначною функцією відношення сигнал/шум на вході порогового пристрою, тобто ймовірністю того, що сигнал від об'єкта u_t в сумі з випадковим сигналом u_n перевищать деяке порогове значення u_{th} .

Виявлення ОЕСС - це видача рішення про наявність чи відсутність об'єкта в полі зору. За рахунок сканування або за допомогою модуляції випромінювання елементів ФЦО, що знаходяться в полі зору системи, перетворюється в одновимірну реалізацію випадкового процесу.

Така реалізація $Y=y(t)$ є комбінацією корисного сигналу $s(t)$ з сигналом фонові завади $n(t)$, якщо об'єкт пошуку знаходиться в межах поля зору ОЕСС), або результатом дії тільки завади $n(t)$, якщо об'єкта в поле зору немає. У загальному випадку сигнал $s(t)$ і завада $n(t)$ є випадковими функціями часу. На практиці часто суміш сигналу з шумом є їх алгебраїчною сумою $y(t)=s(t)+n(t)$. При мультиплікативному характері корисного сигналу і завади їх суміш можна представити функцією $y(t) = [s(t), n(t)]$.

Для аналізу реалізації методом одноразового відліку можна зробити вибірку значень $y_i=y(t_i)$ через певні інтервали часу протягом періоду T . Вибірку значень $y(t_i)$, тобто сукупність відліків y_i за час від 0 до T , позначимо Y . При аддитивності сигналу і шуму $y_i=s_i+n_i$, де s_i і n_i - значення сигналу і шуму в момент часу t_i [26].

Для виявлення сигналів на фоні завад треба знати їх ознаки, по яких можна відрізнити сигнал від фону. Ознак, по яких сигнал абсолютно відрізняється від фону, звичайно не буває, тому що будь-яка ознака в до певної міри є властивою як сигналу, так і фону. Тому завдання виявлення носить імовірнісний характер. Завжди є можливість прийняти за шуканий сигнал складову частину фону (хибна тривога), або не помітити сигнал, замаскований тлом (пропуск цілі).

Звичайно ознаки сигналу й фону не бувають відомі точно. Апріорно відомі тільки ймовірності наявності тих або інших ознак. Особливо це стосується фонів, які, як правило, бувають випадковими. Тому чим більше є апріорних даних про ознаки, по яким відрізняється сигнал від фону, тим більше буде ймовірність правильного виявлення сигналу на цьому фоні. На практиці звичайно невідомо, чи є сигнал на фоні або його немає.

Завданням будь-якої ОЕСС в режимі виявлення є видача рішення про наявність або відсутність об'єкта пошуку в її полі зору. Джерелом інформації, яка може бути використана для ухвалення рішення, є поле яскравості простору предметів. У загальному випадку це поле має поліхроматичний спектр випромінювання й випадковий просторовий розподіл яскравості $L(x, y)$, що залежить від часу. За рахунок електронного або оптико-механічного сканування випромінювання елементів предметного простору, що перебувають у полі зору системи, перетворюється в одномірну реалізацію випадкового процесу. Вважатимемо, що ймовірність присутності корисного сигналу $s(t)$ у реалізації дорівнює $P(s/Y)$, а ймовірність його відсутності $P(o/Y)$. Ці ймовірності називають апостеріорними умовними ймовірностями наявності й відсутності корисного сигналу в реалізації. Формули для

визначення ймовірностей $P(s/Y)$ і $P(o/Y)$ можна знайти, якщо скористатися відомим виразом для ймовірності спільної появи двох подій A та B :

$$P(AB) = P(A) \cdot P(B/A) = P(B) \cdot P(A/B), \quad (3.66)$$

де $P(A)$ і $P(B)$ - ймовірності появи одного події A або B ; $P(B/A)$ і $P(A/B)$ - умовні ймовірності появи події B або A за умови, що друга подія (A або B) уже мала місце.

Якщо в нашому випадку вважати, що подія A полягає в одержанні реалізації Y , а подія B - у наявності корисного сигналу s , то $P(Y) \cdot P(s/Y) = P(s) \cdot P(Y/s)$.

Звідки

$$P(s/Y) = P(s) P(Y/s) / P(Y) \quad (3.67)$$

і аналогічно (якщо вважати, що подія B полягає у відсутності сигналу $s(t)$) маємо

$$P(o/Y) = P(o) \cdot P(Y/o) / P(Y). \quad (3.68)$$

Величини $P(s)$ і $P(o)$ визначають апіорні ймовірності наявності й відсутності корисного сигналу. Величини $P(Y/s)$ і $P(Y/o)$ визначають ймовірності появи реалізації Y за умови наявності й відсутності сигналу, а величина $P(Y)$ - повну ймовірність одержання реалізації Y .

Враховуючи, що при виявленні події є протилежними, маємо

$$P(s) + P(o) = 1; \quad P(s/Y) + P(o/Y) = 1. \quad (3.69)$$

Розділивши (3.2) на (3.3), з врахуванням (3.4) одержимо

$$\frac{P(s/Y)}{P(o/Y)} = \frac{P(s/Y)}{1 - P(s/Y)} = \frac{P(s)}{P(o)} \frac{P(Y/s)}{P(Y/o)} = \Lambda_a. \quad (3.70)$$

Величину Λ_a називають абсолютним (узагальненим) відношенням правдоподібності.

Оскільки з (3.70) випливає

$$P(s/Y) = \Lambda_a / (1 + \Lambda_a), \quad (3.71)$$

то можна зробити висновок, що абсолютне відношення правдоподібності повністю визначає ймовірність наявності (відсутності) сигналу в реалізації. На жаль, видно, що для визначення Λ_a необхідно не тільки отримати з реалізації величину відношення

$$\Lambda = P(Y/s)/P(Y/o), \quad (3.72)$$

але й знати апріорі значення $P(s)$ і $P(o)$, що на практиці можливо далеко не завжди.

Величину Λ , що визначається формулою (3.72), називають відношенням правдоподібності. Вона також відіграє більшу роль у теорії виявлення й що, найголовніше, за певних умов може бути знайдена на підставі аналізу отриманої реалізації. Для цього досить мати певні відомості про корисний сигнал і завади.

Прийняття будь-якого рішення завжди може супроводжуватися помилками. Робота ОЕСС у невизначеній ситуації при впливі випадкових завад також супроводжується помилками, що мають імовірнісний характер і тією чи іншою мірою характеризують якість роботи системи в режимі виявлення. Можливі помилки двох типів. Перша називається помилкою хибної тривоги, виникає тоді, коли при відсутності об'єкта в полі зору прилад видає рішення «Так». Друга відповідає випадку, коли при наявності об'єкта в полі зору прилад видає рішення «Ні». Цю помилку називають помилкою пропуску об'єкта. Позначимо подію, що полягає у видачі приладом рішення «Так», через γ_s , а подію, що полягає у видачі рішення «Ні», - через γ_o . Тоді ймовірності появи помилок першого й другого типів можна позначити як $P(\gamma_s/o)$, $P(\gamma_o/s)$. Імовірність $P_{xm} = P(\gamma_s/o)$, тобто ймовірність ухвалення рішення «Так» за умови відсутності об'єкта виявлення в полі зору,

називають умовною ймовірністю хибної тривоги. Ймовірність $P_{np}=P(\gamma_o/s)$ тобто ймовірність ухвалення рішення «Ні» за умови присутності об'єкта в полі зору, називають умовною ймовірністю пропуску об'єкта. Враховуючи, що принципово можливі лише два взаємовиключні рішення γ_s, γ_o ,

$$P(\gamma_s/s) + P(\gamma_o/s) = 1, P(\gamma_s/o) + P(\gamma_o/o) = 1,$$

можна одержати

$$P_{вийв} = P(\gamma_s/s) = 1 - P(\gamma_o/s) = 1 - P_{np}, \quad (3.73)$$

$$P_{пн} = P(\gamma_o/o) = 1 - P(\gamma_s/o) = 1 - P_{хт}. \quad (3.74)$$

Величину $P_{вийв}$ (ймовірність ухвалення рішення «Так» за умови, що об'єкт перебуває в полі зору ОЕСС) називають умовною ймовірністю правильного виявлення. Величину $P_{пн}$ (ймовірність ухвалення рішення «Ні» за умови, що об'єкта у полі зору немає) називають умовною ймовірністю правильного невиявлення. Чим менші значення $P_{хт}$ і P_{np} (тобто чому більші значення $P_{вийв}$ і $P_{пн}$), тем вище якість системи виявлення. Використовуючи поняття умовних імовірностей $P_{хт}, P_{np}, P_{вийв}, P_{пн}$ і апіорних імовірностей $P(s) = P_s$ і $P(o) = P_o$, можна одержати:

- безумовні (абсолютні) імовірності правильних і помилкових рішень

$$P_{хт}^{аб} = P_o P_{хт}; P_{пр}^{аб} = P_s P_{пр}; P_{вийв}^{аб} = P_s P_{вийв}; P_{пн}^{аб} = P_o P_{пн};$$

- безумовну ймовірність появи будь-якої помилки незалежно від її характеру

$$P_{пом} = P_{хт}^{аб} + P_{пр}^{аб} = P_o P_{хт} + P_s P_{пр}. \quad (3.75)$$

Ймовірність $P_{пом}$ визначає сумарну частоту помилкових рішень, тобто є більш загальною імовірнісною характеристикою системи виявлення.

Існує ще одна, більш універсальна характеристика - так званий середній ризик Ri . Знайти його можна в такий спосіб. При відсутності об'єкта в полі зору ОЕСС можливі два рішення γ_s і γ_o й відповідно два результати: хибна тривога або правильне невиявлення, що характеризуються умовними ймовірностями $P_{xm}=P(\gamma_s/o)$ і $P_{nn}=P(\gamma_o/o)$. Доцільно вважати, що за помилку неправильної тривоги прийде «розплачуватися» і врахувати це позитивним коефіцієнтом («платою» за помилку) Π_{so} . Позитивні наслідки правильного невиявлення (тобто деякий «виграш») можна оцінити негативним коефіцієнтом (негативною «платою») Π_{oo} . Величину

$$ri_o = \Pi_{so}P_{xt} + \Pi_{oo}P_{nn} \quad (3.76)$$

називають умовним ризиком, відповідним умові відсутності об'єкта в полі зору.

Аналогічно можна одержати умовний ризик, відповідний присутності об'єкта в полі зору:

$$ri_s = \Pi_{os}P_{np} + \Pi_{ss}P_{вияв}, \quad (3.77)$$

де Π_{os} - позитивний коефіцієнт, що характеризує «плату» за помилку пропуску об'єкта; Π_{ss} - негативний коефіцієнт, що характеризує «виграш», отриманий при правильному виявленні.

Суму умовних ризиків, зважених з апіорними ймовірностями P_s і P_o появи відповідних подій, називають середнім ризиком:

$$Riri_o + P_sri_s. \quad (3.78)$$

Підставляючи в (3.78) ri_o і ri_s , з (3.76) і (3.77) і враховуючи (3.73) і (3.74), одержимо

$$Ri = \Pi_{ss}P_s + \Pi_{oo}P_{oo} + P_oP_{xt}(\Pi_{so} - \Pi_{oo}) + P_sP_{np}(\Pi_{os} - \Pi_{ss}). \quad (3.79)$$

Очевидно, що з декількох систем виявлення краще та, яка забезпечує менший ризик Ri .

При $P_{ss} = P_{oo} = 0$ і $P_{so} = P_{os} = 1$ формула (3.79) переходить у формулу (3.75), тобто середній ризик у цьому випадку дорівнює безумовної ймовірності $P_{ном}$ появи помилки будь-якого роду.

Оцінка системи виявлення по величині середнього ризику на практиці викликає певні труднощі, пов'язані з необхідністю апріорного знання величини P_s (або P_o) і всіх коефіцієнтів P_{ij} , хоча деякі загальні співвідношення останніх уявити собі відносно просто. Хибна тривога, як правило, пов'язана із зайвими витратами часу, ресурсів. Пропуск об'єкта при використанні системи виявлення, наприклад, в умовах військових дій може викликати більші втрати й значний збиток.

Для вирішення завдання виявлення в ОЕСС на стадії її проектування повинно бути закладене певне правило, відповідно до якого забезпечується видача рішень γ_s («Так») або γ_o («Ні»). Це правило (правило ухвалення рішень) встановлює, у якому напрямку слід проводити аналіз отриманої реалізації та при якому результаті цього аналізу ОЕСС повинна видати одне із двох рішень. Очевидно, що чим краще закладене в систему правило, тем якісніше повинні бути результати її роботи. Це говорить про доцільність при розробці правила й оцінці його ефективності базуватися на розглянутих вище ймовірнісних характеристиках виявлення. Тобто, використовувати величини $P_{виявл}$, $P_{пр}$, $P_{хт}$, $P_{ном}$, Ri як основу для побудови правила вибору рішення.

1) Правило вибору рішення за критерієм максимуму апостеріорної ймовірності. Цей критерій також називають критерієм Котельнікова або критерієм ідеального спостерігача, що неупереджено

фіксує помилку будь-якого роду. Суть правила полягає в тому, що із двох рішень γ_s або γ_o завжди слід вибрати таке, якому відповідає більша величина апостеріорної умовної ймовірності $P(s/Y)$ або $P(o/Y)$, тобто при $P(s/Y) > P(o/Y)$ слід ухвалювати рішення γ_s , а при $P(s/Y) < P(o/Y)$ – рішення γ_o . На підставі формули (3.70) це правило можна записати у вигляді

$$[P(s)/P(o)] [P(Y/s)/P(Y/o)] > 1 \rightarrow \gamma_s;$$

$$[P(s)/P(o)] [P(Y/s)/P(Y/o)] < 1 \rightarrow \gamma_o,$$

або, з урахуванням (3.72),

$$\Lambda > P_o/P_s \rightarrow \gamma_s; \Lambda < P_o/P_s \rightarrow \gamma_o. \quad (3.80)$$

Таким чином, процедура ухвалення рішення за критерієм максимуму апостеріорної ймовірності, полягає в добуванні з отриманої реалізації відношення правдоподібності Λ і його порівнянні з деяким граничним значенням $\Lambda_{\text{п}}$, яке для даного критерію чисельно дорівнює відношенню апріорних ймовірностей $\Lambda_{\text{п}} = P_o/P_s$. При $\Lambda > \Lambda_{\text{п}}$ повинне ухвалюватися рішення γ_s («Так»), при $\Lambda < \Lambda_{\text{п}}$ – рішення γ_o («Ні»).

Система виявлення сигналу, у якій реалізовано правило вибору рішення за критерієм максимуму апостеріорної ймовірності, дозволяє мінімізувати число помилкових рішень. Правило не встановлює якого-небудь співвідношення між числом хибних тривог і пропусків сигналу. Однак ймовірність помилки $P_{\text{ном}}$ будь-якого роду є мінімальною в порівнянні із системою, що використовує правило, що базується на будь-якому іншому критерії. Тому застосовувати розглянутий критерій доцільно в тому випадку, коли хибна тривога й пропуск сигналу небажані однаковою мірою й ефективність системи виявлення може бути оцінена їхнім загальним числом на якомусь відрізку часу.

2) Правило вибору рішення за критерієм мінімуму середнього ризику (критерій Байеса). Тут замість імовірності $P_{ном}$ використовується більш універсальна характеристика - середній ризик R_i . Якщо показником ефективності правила поставити умову мінімізації середнього ризику, то запис правила має вигляд

$$\begin{aligned} \Lambda > P_o(P_{so} - P_{oo})/P_s(P_{os} - P_{ss}) = \Lambda_{\pi} \rightarrow \gamma_s; \\ \Lambda < P(P_{so} - P_{oo})/P_s(P_{os} - P_{ss}) = \Lambda_{\pi} \rightarrow \gamma_o. \end{aligned} \quad (3.81)$$

Процедура ухвалення рішення, що пропонується правилом (3.81), нічим не відрізняється від попередньої: потрібно також визначити відношення правдоподібності Λ і порівняти його із граничним значенням Λ_{π} . Однак величина граничного відношення правдоподібності тут інша і залежить не тільки від відношення апіорних імовірностей, але й від значення коефіцієнтів Π_{ij} . При $P_{ss} = P_{oo} = 0$ і $P_{so} = P_{os} = 1$ значення граничного відношення правдоподібності в правилах (3.81) і (3.80) є однаковими, тому що в цьому випадку середній ризик R_i дорівнює безумовної ймовірності $P_{ном}$ появи помилки будь-якого роду. Отже, правило вибору рішення за критерієм максимуму апостеріорної ймовірності є частковим випадком правила вибору рішення за критерієм мінімуму середнього ризику.

3) Критерій максимуму правдоподібності. У тих випадках, коли значення апіорних імовірностей P_s , P_o і коефіцієнтів втрат Π_{ij} з достатнім ступенем вірогідності не можуть бути встановлені, необхідно застосовувати правила вибору рішення, що базуються на інших імовірнісних критеріях. За цим критерієм найбільш правдоподібною є та подія B , для якої функція правдоподібності $P(Y/B)$ є максимальною. При виявленні функція правдоподібності має два значення: $P(Y/s)$ і $P(Y/o)$. Тому при $P(Y/s) > P(Y/o)$ ухвалюється рішення γ_s («Так»), у

протилежному випадку - рішення γ_o («Ні»). З врахуванням (3.72) правило вибору рішення можна записати у вигляді

$$\Lambda > 1 \rightarrow \gamma_s; \Lambda < 1 \rightarrow \gamma_o. \quad (3.82)$$

Таким чином, і тут процедура ухвалення рішення залишається колишньою. Змінюється лише величина порога, яка в даному, випадку дорівнює одиниці. Правило вибору рішення (3.82) є частковим випадком правила (3.80) при $P_s = P_o = 0,5$. Таким чином, реалізація правила (3.82) також дозволяє мінімізувати загальне число помилкових рішень, якщо умови роботи системи виявлення такі, що апіорні ймовірності знаходження й відсутності об'єкта в його полі зору однакові.

Використання цього критерію на практиці уявляється більш реальним, тому що в цьому випадку не потрібно знання апіорних ймовірностей P_s і P_o . Однак за відсутність будь-яких апіорних відомостей про стан досліджуваного простору подій завжди доводиться «розплачуватися». Не знаючи дійсних значень P_s і P_o , цілком обгрунтовано при проектуванні ОЕСС обрати такі їхні значення, які відповідали б найгіршим умовам її роботи в режимі виявлення. Такими значеннями саме і є значення $P_s = P_o = 0,5$. Тому мінімум числа помилкових рішень, отриманий за допомогою правила (3.82), є найбільшим з усіх інших мінімумів, які можуть бути отримані за правилом (3.80) при $P_s \neq P_o$.

4) Критерій Неймана-Пірсона. Правило, що базується на цьому критерії, забезпечує одержання максимальної величини умовної ймовірності правильного виявлення $P_{вияв}$ при заданій величині умовної ймовірності неправильної тривоги $P_{хт}$.

Запис правила є аналогічним (3.80), (3.82), тобто тут також присутні нерівності виду $\Lambda \leq \Lambda_{\text{п}}$. Однак величину граничного відношення правдоподібності $\Lambda_{\text{п}}$ визначають інакше. Так, для знаходження $\Lambda_{\text{п}}$ не потрібно знати ні апіорних імовірностей P_s і P_o , ні коефіцієнтів P_{ij} . Поріг рішення повністю визначається значеннями $P_{\text{вияв}}$ і $P_{\text{хт}}$, які повинна забезпечити система виявлення. У цьому полягає перевага критерію Неймана-Пірсона.

На практиці доцільно використовувати критерій Неймана-Пірсона в трохи іншому виді, коли замість умовної ймовірності хибної тривоги використовують середнє число $\bar{n}_{\text{хт}}$ хибних тривог в одиницю часу або середній часовий інтервал $\bar{t}_{\text{хт}}$ між хибними тривогами, причому $\bar{t}_{\text{хт}} = 1/\bar{n}_{\text{хт}}$, або імовірність $P_{\text{хт}}(t_p)$ виникнення хибної тривоги на заданому відрізку часу t_p роботи системи виявлення.

Правило вибору рішення, що використовує критерій Неймана-Пірсона, дозволяє максимізувати умовну ймовірність правильного виявлення $P_{\text{вияв}}$ при заданих значеннях $\bar{n}_{\text{хт}}$, $\bar{t}_{\text{хт}}$, $P_{\text{хт}}(t_p)$, t_p .

У більшості дистанційних ОЕСС застосовується найпростіший випадок виявлення сигналу методом одноразового відліку. Суть методу полягає в тому, що в деякий момент часу t_i береться єдиний відлік $y(t_i) = y_i$ реалізації $y(t)$, який і надходить на вхід порогового пристрою. За цим відліком необхідно прийняти рішення, присутній об'єкт виявлення в поле зору ОЕСС в момент t_i чи ні.

Миттєве значення корисного сигналу $s(t_i)$ становить a_i . Якщо сигнал і завада адитивні, то $t_i = a_i + \xi_i$ (рис. 3.6).

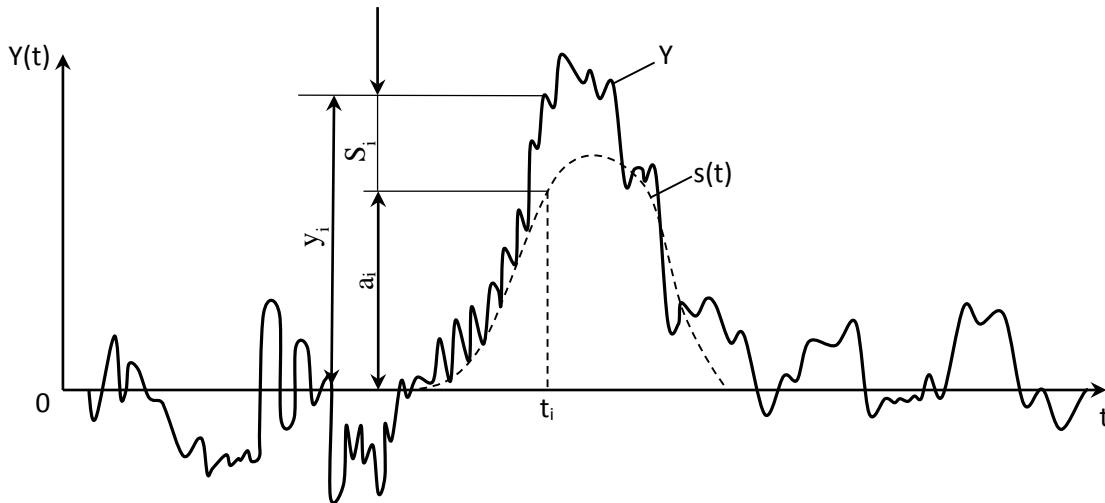


Рисунок 3.6 - Реалізація випадкового процесу по методу одноразового відліку

У відсутності корисного сигналу $a_i = 0$ й $y_i = \xi_i$ маємо

$$P(Y/o) = P(y_i/o) = P(\xi_i) = p(\xi_i) d\xi_i = p(y_i) dy_i, \quad (3.83)$$

де функція $p(\xi_i)$ є одновимірною щільністю ймовірності завади.

Ймовірність $P(Y/s)$ дорівнює ймовірності отримання випадкового значення y_i в реалізації, що містить корисний сигнал і заваду. Виходячи з їх адитивності ця ймовірність збігається з вірогідністю отримання випадкової величини $(y_i - a_i)$ в реалізації, що містить тільки заваду

$$P(Y/s) = P(y_i /s) = P[(y_i - a_i)/0] = p(y_i - a_i) dy_i. \quad (3.84)$$

На підставі (3.83) і (3.84) одержимо

$$\Lambda = P(Y/s)/P(Y/o) = p(y_i - a_i)/p(y_i). \quad (3.85)$$

Оскільки шум можна вважати стаціонарним нормальним випадковим процесом з нульовим середнім, то величини y_i і $(y_i - a_i)$ є значеннями центрованих випадкових величин, що мають нормальний розподіл. При цьому їх щільності ймовірності мають вигляд

$$p(y_i - a_i) = \exp[-(y_i - a_i)^2/(2\sigma^2)]/(\sqrt{2\pi}\sigma);$$

$$p(y_i) = \exp[-(y_i)^2/(2\sigma^2)]/(\sqrt{2\pi}\sigma),$$

де σ^2 - дисперсія шуму $\xi(t)$.

Підставляючи $p(y_i - a_i)$ та $p(y_i)$ в (3.85), одержимо

$$\Lambda = \exp[(a_i/\sigma^2)(y_i - 0,5a_i)] . \quad (3.86)$$

З цього рівняння випливає, що при відомих a і a_i відношення правдоподібності і значення відліку реалізації пов'язані між собою однозначно.

Кожному відліку y_i , взятому з реалізації в будь-який момент часу t_i , відповідає цілком певне значення Λ , що відноситься також до цього моменту часу. Тому при виявленні сигналу методом одноразового відліку виявляється достатнім лише отримати цей відлік і передати його в пороговий пристрій. Налаштування порогового пристрою виконують не по обраному значенню Λ_n а за відповідним йому значенням y_n , яке можна знайти з (3.79) при $\Lambda = \Lambda_n$ і $y_i = y_n$:

$$y_n = (\sigma^2 \ln \Lambda_n + 0,5a_i^2)/a_i . \quad (3.87)$$

При $y_i > y_n$ видається рішення «Так»; при $y_i < y_n$ - рішення «Ні».

При цьому відліки формуються безперервно. У цьому випадку пропуск сигналу, викликаний дискретністю відліків, відсутній. Реалізація $y(t)$ безупинно надходить в пороговий пристрій. У ті відрізки часу, коли значення реалізації перевищують поріг y_n , видається рішення «Так», в інший час - «Ні» (рис. 3.7).

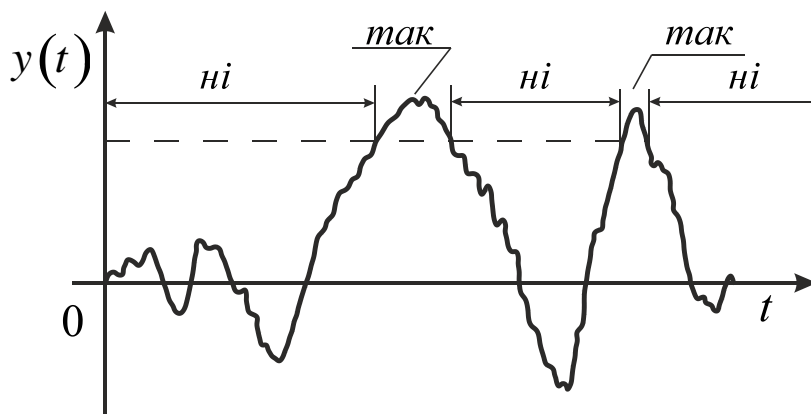


Рисунок 3.7 - Робота за методом одноразового відліку

Величина порога $y_{\text{п}}$ визначається за формулою (3.87), де величина a_i може прийняти значення кожного з можливих миттєвих значень корисного сигналу на вході порогового пристрою в діапазоні від a_{min} до a_{max} . Очевидно, що поріг $y_{\text{п}}$ необхідно визначати за максимальним значенням сигналу, тобто:

$$y_{\text{п}} = (\sigma^2 \ln \Lambda_{\text{п}} + 0,5 a_{\text{max}}^2) / a_{\text{max}} . \quad (3.88)$$

Умовна ймовірність хибної тривоги дорівнює ймовірності того, що миттєве значення y_i реалізації перевищить значення порога $y_{\text{п}}$ у відсутності корисного сигналу, тобто

$$P_{\text{хт}} = P(y_i > y_{\text{п}} / 0) = \int_{y_{\text{п}}}^{\infty} p(y_i) dy_i = [1/(\sqrt{2\pi}\sigma)] \int_{y_{\text{п}}}^{\infty} \exp[-y_i^2/(2\sigma^2)] dy_i . \quad (3.89)$$

Зробивши заміну змінної $y_i/\sigma = z$, отримаємо

$$P_{\text{хт}} = (1/(\sqrt{2\pi})) \int_{y_{\text{п}}/\sigma}^{\infty} \exp(-z^2/2) dz = (1/(\sqrt{2\pi})) \left[\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-z^2/2) dz - \int_{-\infty}^{y_{\text{п}}/\sigma} \exp(-z^2/2) dz \right] .$$

Оскільки

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-z^2/2) dz = \sqrt{2\pi} , P_{\text{лт}} = 1 - L(p(y_{\text{п}}/\sigma)) ,$$

де $L(p(u))$ - інтеграл ймовірностей Лапласа.

Підставляючи в отриману формулу y_n з (3.88), знайдемо остаточно

$$P_{\text{хт}} = 1 - L(p(\ln \Lambda_n + 0,5\mu)), \quad (3.90)$$

де $\mu = a_{\text{max}}^2 / \sigma^2$ - відношення сигнал/шум.

Умовна ймовірність пропуску об'єкта дорівнює ймовірності того, що за наявності сигналу величина y_i виявиться менше y_n :

$$P_{\text{пр}} = P(y_i < y_n / s) = \int_{-\infty}^{y_n} p(y_i - a_i) dy_i = [1/(\sqrt{2\pi}\sigma)] \int_{-\infty}^{y_n} \exp[-(y_i - a_i)^2 / (2\sigma^2)] dy_i.$$

Після заміни змінної $(y_i - a_i)/\sigma = z$ отримаємо

$$P_{\text{пр}} = [1/(\sqrt{2\pi})] \int_{-\infty}^{(y_n - a_{\text{max}})/\sigma} \exp(-z^2 / 2) dz = L(p(y_n - a_{\text{max}})/\sigma),$$

а після підстановки y_n з (3.88) з урахуванням (3.90) маємо

$$P_{\text{пр}} = L(p[(\ln \Lambda_n - 0,5\mu)/\sqrt{\mu}]). \quad (3.91)$$

Оскільки $P_{\text{вияв}} = 1 - P_{\text{пр}}$, то формула для умовної ймовірності правильного виявлення може бути записана у вигляді

$$P_{\text{вияв}} = 1 - L(p[(\ln \Lambda_n - 0,5\mu)/\sqrt{\mu}]). \quad (3.92)$$

Виключаючи з рівнянь (3.90) і (3.92) величину μ , отримаємо формулу для розрахунку Λ_n , відповідного критерію Неймана-Пірсона:

$$\Lambda_n = \exp\{0,5 \{ [L(p^{-1}(1 - P_{\text{лт}}))]^2 - 0,5[L(p^{-1}(1 - P_{\text{вияв}}))]^2 \}, \quad (3.93)$$

де $L(p^{-1}(u))$ - аргумент u функції Лапласа.

Якщо з (3.90) і (3.92) виключити Λ_n , то можна отримати відношення сигнал/шум

$$\mu = [L(p^{-1}(1 - P_{\text{хт}})) - L(p^{-1}(1 - P_{\text{вияв}}))]^2. \quad (3.94)$$

Основним недоліком критерію Неймана-Пірсона є застосування умовної ймовірності хибної тривоги $P_{\text{хт}}$, яка не завжди може бути використана для оцінки якості системи виявлення. Для переходу до видозміненого критерію Неймана-Пірсона необхідно встановити зв'язок

між середнім числом хибних тривог в одиницю часу (або середнім інтервалом між помилковими тривогами) і порогом виявлення.

Хибна тривога виникає тоді, коли при відсутності корисного сигналу викид одновимірної реалізації $y(t)$ перевищить рівень спрацьовування y_n порогового пристрою. У відсутності корисного сигналу в реалізації міститься тільки завада, тобто $y(t) = \xi(t)$. Отже, для знаходження середнього числа хибних тривог в одиницю часу необхідно визначити математичне очікування числа викидів випадкової завади в одиницю часу або, що те ж саме, знайти математичне очікування числа перетинів в одиницю часу реалізацією $y(t) = \xi(t)$ прямої $y=y_n$ при одному знакові (наприклад, позитивному) похідною $y'(t) = \xi'(t)$ в момент часу перетину t_i . Якщо завада на вході порогового пристрою являє собою стаціонарний нормальний випадковий процес з нульовим середнім і дисперсією σ^2 то середня кількість хибних тривог $\overline{n_{\text{хт}}}$ в одиницю часу можна визначити як [27]

$$\overline{n_{\text{хт}}} = \sqrt{-\text{Kr}''(0)}/(2\pi\sigma)\exp(-y_n^2/2\sigma^2), \quad (3.95)$$

де $\text{Kr}''(0)$ - друга похідна кореляційної функції завади на вході порогового пристрою, що підрахована при $\tau = 0$.

Спільне рішення (3.95) і (3.91) дозволяє отримати зв'язок між $P_{\text{пр}}$ і $\overline{n_{\text{лт}}}$

$$\overline{n_{\text{лт}}} = [\sqrt{-\text{Kr}''(0)}/(2\pi\sigma)] \exp\{(-0,5[L(p^{-1}(P_{\text{пр}})) + \sqrt{\mu}]^2\}. \quad (3.96)$$

Відношення $\sqrt{-\text{Kr}''(0)}/2\pi\sigma$ можна виразити через енергетичний частотно-часовий спектр $\tilde{K} r(\nu_t)$ похибки. При кореляційній функції завади $\text{Kr}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{K} r(\nu_t) \exp(j2\pi\tau\nu_t) d\nu_t$ можна показати, що

$$\sqrt{-\text{Kr}''(0)}/2\pi\sigma = \overline{\nu}_{\text{п}},$$

де $\overline{\nu}_{\text{п}}$ - середньоквадратичне значення частоти флуктуацій похибки.

Ймовірність виявлення об'єкта також залежить від відношення сигнал/шум SNR , яке формується в зображенні простору предметів, і визначається залежністю

$$P_{\text{вияв}} = \frac{1}{2} - L(p(SNR_n - SNR)). \quad (3.97)$$

де SNR_n – порогове відношення сигнал/шум, що залежить від ймовірності хибної тривоги

$$P_{\text{хт}} = \frac{1}{2} - L(p(SNR_n)).$$

В 70-і роки минулого сторіччя була запропонована емпірична модель, що враховує залежність ймовірності виявлення об'єкта, що перебуває в кутовому полі зору ОЕСС, від часу спостереження t [28]:

$$P_{\text{вияв}}(t) = P_{\infty} \{1 - \exp[-(tP)/3,4]\}, \quad (3.98)$$

де P_{∞} - ймовірність виявлення для нескінченно великого часу спостереження, усереднена для досить великої кількості спостерігачів

Іноді цей вираз подавали у вигляді

$$P_{\text{вияв}}(t) = P_{\infty} \{1 - \exp[-(t - t_d)/\tau]\}, \quad (3.99)$$

де τ – постійна часу експонентної залежності, що відповідає 0,63 усталеного значення; t_d – час фіксації виявлення об'єкта спостерігачем.

Експериментальні дослідження, проведені лабораторією нічного бачення та електронних датчиків армії США (NVESD), дозволили рекомендувати такі формули для визначення τ у випадку помірно складного фону [29, 30]:

$$\tau = 3,0 - 2,2P_{\infty}.$$

При збільшенні складності строкатого фону

$$\tau = 4,0 - 2,65P_{\infty}.$$

Тобто постійна часу τ процесу виявлення збільшується на близько 0,5 с для великих і 1 с для маленьких P_{∞} .

Ця модель є занадто спрощеною і не враховує характеристик фону, полів зору тощо.

3.2 Ефективність іконічних ІЧ ОЕСС

Якість зображення на екрані дисплея визначається великою кількістю технічних характеристик іконічної системи: відношенням сигнал/шум і статистичними характеристиками шуму, градаційними характеристиками, спектральними (колірними) характеристиками, інтервалами дискретизації, геометричними викривленнями тощо. Дослідники накопичили значні обсяги знань в даній галузі стосовно фотографічних і телевізійних зображень. Більшість цих даних стосуються також і тепловізійних зображень. Проте в даній роботі будуть розглянуті тільки основні питання оцінювання зображень, які формуються ІЧ ОЕСС.

Моделювання та оцінювання ефективності функціонування іконічних ОЕСС, тобто інформаційних систем, заключною ланкою яких є спостерігач, є нетривіальними задачами внаслідок складності формалізації зорової діяльності людини. Традиційними методами дослідження в цих напрямках є суб'єктивні експертизи, які дозволяють найбільш адекватно оцінити результати виконання поточної задачі спостереження. Узагальнені результати таких експериментальних досліджень беруться за основу емпіричних розрахункових моделей. Найчастіше такі моделі приймаються лінійними, що суттєво спрощує розрахунки. Але зорова система людини є суттєво нелінійною, тому

теоретичні розрахунки іконічних ОЕСС дають, всеж таки, приблизні прогнози. Відповідні розрахункові методики базуються на об'єктивних моделях фізичних явищ, а психофізіологічні аспекти зорового сприйняття враховуються, як правило, ваговими коефіцієнтами та фільтрами.

3.2.1 Мінімально виявлювальна різниця температур

Оцінка експлуатаційних характеристик ОЕСС потребує знаходження залежності просторового розділення від шумів системи з урахуванням сприйняття зображення оператором. При достатньо великому часі спостереження об'єкта використовують дві функції: мінімально виявлювальну різницю температур *MDTD* і мінімально роздільну різницю температур *MRTD*, як міри виявлення та розпізнавання об'єкта на шумовому фоні. Обидві функції залежать від розмірів (просторової частоти) об'єкта та *NETD*. При цьому об'єкт і фон випромінюють як АЧТ.

Тест-об'єкт є квадратом або кругом. Розглянемо квадрат з кутовими розмірами $\xi''_{\text{ш}} \times \xi''_{\text{ш}}$ у просторі зображення. При виведенні формули для *MDTD* будемо враховувати, що: 1) формування зображення тест-об'єкта відбувається з урахуванням просторової роздільної здатності ОЕСС; 2) око оператора сприймає зображення з просторовим та часовим інтегруванням; 3) ОЕСС характеризується *NETD*; 4) виконуються допущення, прийняті раніше при виведенні формули для *NETD*.

Око реєструє середній розподіл яскравості $\bar{L}_{\text{ш}}$ теплового зображення тест-об'єкта. Щоб його розрахувати, необхідно спочатку

визначити розподіл яскравості у площині екрана дисплея. Оскільки можливе регулювання контрастності та яскравості, то вводять поняття нормованого розподілу яскравості зображення тест-об'єкта:

$$L_{S,n}(\omega''_{x1}, \omega''_{y1}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} L_{tp,n}(\omega''_x, \omega''_y) h_s(\omega''_x - \omega''_{x1}, \omega''_y - \omega''_{y1}) d\omega''_x d\omega''_y, \quad (3.100)$$

де ω''_x, ω''_y – кутові координати в напрямку осі x і y в просторі спостерігача відповідно; $L_{tp,n}$ – нормована яскравість ідеального зображення тест-об'єкта; h_s – функція розсіювання точки лінійної інваріантної ОЕСС.

Тоді

$$L_{S,n}(\omega''_{x1}, \omega''_{y1}) = \frac{1}{2\pi r_s^2} \int_{-\xi''_{tp}/2}^{\xi''_{tp}/2} \int_{-\xi''_{tp}/2}^{\xi''_{tp}/2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{(\omega''_x - \omega''_{x1})^2}{r_s^2} + \frac{(\omega''_y - \omega''_{y1})^2}{r_s^2} \right] \right\} d\omega''_x d\omega''_y \quad (3.101)$$

Око сприймає середню яскравість у межах розмитого зображення тест-об'єкта, яке має у просторі зображення кутові розміри $\xi_{S,tp,x} = \xi_{S,tp,y} = \xi''_{tp} + 3,54r_s = \xi_{S,tp}$ [1], тобто

$$\bar{L}_{S,n}(\xi_{S,tp}) = \frac{1}{\xi_{S,tp}^2} \int_{-\xi_{S,tp}/2}^{\xi_{S,tp}/2} \int_{-\xi_{S,tp}/2}^{\xi_{S,tp}/2} L_{S,n}(\omega''_{x1}, \omega''_{y1}) d\omega''_{x1} d\omega''_{y1}. \quad (3.102)$$

Підставивши (3.101) в (3.102) і використавши табличні інтеграли 7.1.1 і 7.4.35 із [31]

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt; \quad \int \operatorname{erf}(z) dz = z \cdot \operatorname{erf}(z) + \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2}, \quad (3.103)$$

де $\operatorname{erf}(z)$ – інтеграл ймовірностей, після обчислень отримаємо [32]

$$\bar{L}_{S,n}(\xi''_{tp}) = \frac{1}{\xi_{S,tp}^2} \times \left\{ \left(\xi''_{tp} + 1,77r_s \right) \cdot \operatorname{erf} \left(\frac{\xi''_{tp} + 1,77r_s}{\sqrt{2}r_s} \right) + \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot r_s \cdot \exp \left[-\frac{(\xi''_{tp} + 1,77r_s)^2}{2r_s^2} \right] - 1,46r_s \right\}^2. \quad (3.104)$$

Функцію $\bar{L}_{S,n}(\xi''_{tp})$ можна записати у більш зручному вигляді

$$\bar{L}_{S,n} \left(\frac{\xi''_{tp}}{r_s} \right) = \frac{1}{\left(\frac{\xi''_{tp}}{r_s} + 3,54 \right)^2} \times \left\{ \left(\frac{\xi''_{tp}}{r_s} + 1,77 \right) \cdot \operatorname{erf} \left(\frac{\xi''_{tp}}{\sqrt{2}r_s} + 1,77 \right) + \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\xi''_{tp}}{r_s} + 1,77 \right)^2 \right] - 1,46 \right\}^2. \quad (3.105)$$

Значення функції $\bar{L}_{S,n}(\xi''_{tp}/r_s)$ наведені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1 Значення нормованого розподілу яскравості зображення тест-об'єкта на екрані дисплея $\bar{L}_{S,n}$, яке сприймає зорова система

ξ''_{tp}/r_s	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\bar{L}_{S,n}$	0	0,084	0,174	0,256	0,327	0,387	0,438	0,481	0,519	0,551	0,58
ξ''_{tp}/r_s	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
$\bar{L}_{S,n}$	0,605	0,628	0,648	0,666	0,682	0,697	0,71	0,723	0,734	0,744	0,753

Врахування механізму сприйняття оком зображення здійснюється через співвідношення сигнал/шум на виході еталонного фільтра, для якого є справедливою пропорційність

$$SNR_f \approx \frac{\bar{L}_{S,n} \Delta T}{NETD}, \quad (3.106)$$

де ΔT – температурний контраст.

$NETD$ визначає шуми на виході еталонного фільтра з ефективною шумовою смугою Δf , а $\bar{L}_{S,n}\Delta T$ – сигнал з врахуванням роздільної здатності ОЕСС. Для розрахунку відношення сигнал/шум, необхідно врахувати відмінність ефективної шумової смуги ОЕСС, що враховує спектр потужності шумів ПВ $NPS(f)$ та МПФ електронного тракту $M_{El}(f)$ і дисплея $M_S(f)$, від ефективної шумової смуги еталонного фільтра Δf . Тоді відношення сигнал/шум на екрані дисплея буде таке:

$$SNR_S = \frac{\bar{L}_{S,n} \cdot \Delta T}{NETD} \left[\frac{\Delta f}{\int_0^{\infty} NPS(f) \cdot M_{El}^2(f) \cdot M_S^2(f) df} \right]^{0.5}. \quad (3.107)$$

Закони зорового сприйняття врахуємо наступним:

1. Око здійснює часове інтегрування, збільшуючи відношення сигнал/шум в $\sqrt{f_f t_E}$ разів, де f_f – частота кадрів; $t_E = 0,2$ с – часова постійна ока.

2. Око здійснює просторове інтегрування по двом координатам:

- при інтегруванні уздовж координати y суб'єктивне відношення сигнал/шум підвищується в

$$\left(\frac{\text{angle target size}}{\text{angle detector size}} \right)^{0.5} = \left(\frac{\xi_{tp}}{\beta_D} \right)^{0.5} \text{ разів;}$$

- при інтегруванні уздовж координати x суб'єктивне відношення сигнал/шум підвищується в число разів, що дорівнює кореню квадратному з відношення ефективних шумових смуг самої ОЕСС та ОЕСС з урахуванням МПФ ока $M_E(f)$, тобто в

$$\left[\frac{\int_0^{\infty} NPS(f) \cdot M_{El}^2(f) \cdot M_S^2(f) df}{\int_0^{\infty} NPS(f) \cdot M_{El}^2(f) \cdot M_S^2(f) \cdot M_E^2(f) df} \right]^{0,5} \text{ разів.}$$

Враховуючи всі вказані вище фактори, відношення сигнал/шум, що сприймає оператор, дорівнюватиме

$$SNR_E = \frac{\bar{L}_{S,n} \cdot \Delta T}{NETD} \left[\frac{\Delta f}{\int_0^{\infty} NPS(f) \cdot M_{El}^2(f) \cdot M_S^2(f) \cdot M_E^2(f) df} \right]^{0,5} \times$$

$$\times (f_f t_E)^{0,5} \left(\frac{\xi_{tp}}{\beta_D} \right)^{0,5}. \quad (3.108)$$

Ймовірність виявлення тест-об'єкта на екрані дисплея залежить від суб'єктивного відношення сигнал/шум $SNR_E = SNR_d$. Розв'язуючи рівняння (3.108) відносно ΔT , отримаємо загальну формулу для розрахунку $MDTD$:

$$MDTD(\xi_{tp}) = \Delta T = \frac{NETD \cdot SNR_d}{\bar{L}_{S,n}} \left(\frac{\beta_D k_{\Delta f}}{f_f t_E \xi_{tp}} \right)^{0,5}, \quad (3.109)$$

де

$$k_{\Delta f} = \frac{\int_0^{\infty} NPS(f) |H_{El}(f)|^2 |H_S(f)|^2 |H_E(f)|^2 df}{\Delta f} \quad (3.110)$$

– коефіцієнт ширини смуги, що показує відмінність реальної смуги пропускання ОЕСС з урахуванням зорового сприйняття від ефективної шумової смуги еталонного фільтра.

Для практичного розрахунку $MDTD$ отриману формулу (3.109) можна спростити, вважаючи що, по-перше, радіус кружка розсіювання ОЕСС r_s набагато менший за розміри тест-об'єкта ξ''_{tp} (тоді в (3.104)

можна вважати, що $\xi_{s,tp} = \xi_{tp}''$); по-друге, електронний тракт і дисплей мають достатньо широкі ефективні шумові смуги пропускання порівняно із смугою зорової системи, тобто $M_{El}(f) \approx 1$ і $M_s(f) \approx 1$, а шумовий сигнал ОЕСС у межах цих смуг є «білим», тобто $NPS(f) \approx 1$; по-третє, просторове інтегрування зорової системи уздовж координати сканування x здійснюється із узгодженою передаточною функцією, яка визначається розміром тест-об'єкта ξ_{tp}'' , тобто

$$M_E(v_x) = \frac{\sin(\pi \xi_{tp}'' v_x)}{\pi \xi_{tp}'' v_x} = \text{sinc}(\xi_{tp}'' v_x). \quad (3.111)$$

Тоді коефіцієнт ширини смуги (3.110) дорівнюватиме

$$k_{\Delta f} = \frac{\int_0^{\infty} \text{sinc}^2\left(\xi_{tp} \frac{t_o}{\alpha_D} f\right) df}{\Delta f}. \quad (3.112)$$

Для обчислення інтеграла в формулі (3.112) скористаємось табличним інтегралом

$$\int_0^{\infty} \frac{\sin^2 bx}{x^2} dx = \frac{\pi}{2} |b|, \quad (3.113)$$

де $x = f$; $b = \pi \xi_{tp} t_o / \alpha_D$. Тоді

$$k_{\Delta f} = \frac{\alpha_D}{2 \xi_{tp} t_o \Delta f}. \quad (3.114)$$

З урахуванням викладеного вище, формула (3.109) запишеться у такому вигляді:

$$MDTD(\xi_{tp}) = \frac{NETD \cdot SNR_d}{\bar{L}_{S,n}} \left(\frac{\alpha_D \beta_D}{2 \xi_{tp}^2 t_o \Delta f \cdot f_f t_E} \right)^{0,5}, \text{ К.} \quad (3.115)$$

Отримана формула показує залежність мінімальної виявлювальної різниці температур від кутових розмірів тест-об'єкта. Труднощі

розрахунку $MDTD$ пов'язані з визначенням функції $\bar{L}_{S,n}(\xi''_{tp})$. На практиці краще користуватися значенням функції $\bar{L}_{S,n}(\xi''_{tp})$ із табл. 3.1. Якщо шумова смуга ВПС Δf узгоджена з часом розкладу одного елемента, то $\Delta f \cdot t_o = \pi/4$.

$MDTD$ тісно пов'язана з мінімальним роздільним контрастом K_{pmin} . Якщо прийняти, що K_{pmin} , визначається відношенням різниці яскравостей об'єкта і фону до яскравості фону, то можна показати, що K_{pmin} як і $MDTD$, змінюється обернено пропорційно відношенню сигнал/шум і обернено пропорційно частотній характеристиці ОЕСС $K_{ОЕСС}(f_x)$. Ця характеристика залежить від рівня яскравості L_ϕ або освітленості E_ϕ фону (рис. 3.8) [32].

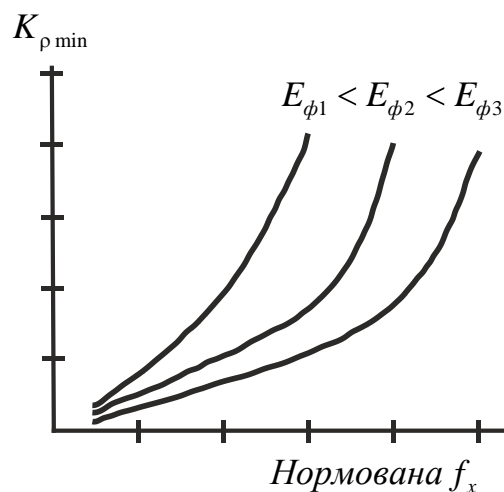


Рисунок 3.8 - Залежність мінімального роздільного контрасту від просторової частоти

Експериментальні дослідження по виявленню об'єктів простих форм на фоні адитивних гаусових білих шумів показують, що ймовірність виявлення є однозначною функцією відношення сигналу до шуму SNR_E , якщо інші параметри якості зображення залишаються постійними. Такі ОЕСС відносяться до класу оптико-електронних систем, обмежених власними шумами. Якщо власні шуми ОЕСС малі

(наприклад, для систем з фотонними ПВ), то шумовий сигнал визначається флуктуаціями потоку випромінювання від об'єкта. Фотонний шум залежить від величини сигналу. Такі ТС відносяться до класу ОЕСС, що обмежені фотонним шумом.

3.2.2 Мінімальна роздільна різниця температур

Для ОЕСС найбільш важливими характеристиками є просторове і температурне розділення. Зв'язок між ними встановлюється з допомогою функції $MRTD(v_x)$, що є різницею температур між об'єктом та фоном, при якій можливо розділити оком штрихові міри певної просторової частоти. Періодична структура тест-міри (міри Фуко) вибирається у напрямку x . Для описання тест-об'єкта замість $\bar{L}_{S,n}(\xi''_{tp})$ використовується МПФ усієї ОЕСС $M_s(v_x)$. Оскільки $M_s(v_x)$ визначена для синусоїдальної міри, а тест-об'єкт для визначення $MRTD$ є прямокутною мірою, то необхідно внести поправку на розклад Фур'є прямокутної міри. Амплітуда 1-ї гармоніки прямокутного сигналу в $4/\pi$ раз більше амплітуди синусоїдального сигналу того ж періоду і амплітуди. Додатково необхідно врахувати, що зорова система реєструє середню яскравість прямокутного штриха на фоні. Середнє значення за півперіод 1-ї гармоніки прямокутного сигналу в $2/\pi$ раз більше амплітуди. Звідси випливає, що МПФ ОЕСС з урахуванням сприйняття тест-об'єкта оком має такий вигляд:

$$M_{tp,E} = \frac{8}{\pi^2} M_s. \quad (3.116)$$

Функція $M_{tp,E}$ відіграє роль аналогічну функції $\bar{L}_{S,n}(\xi''_{tp})$ при отриманні формули для $MDTD$. Тоді аналогічно (3.116)

$$SNR_f \approx \frac{M_{tp,E} \Delta T}{NETD}. \quad (3.117)$$

Інтегруючи властивості зорової системи врахуємо зміною відношення сигнал/шум. При цьому вводять число SNR_r , яке гарантує з заданою ймовірністю розпізнавання тест-міри на зашумленому фоні. По аналогії з отриманням формули для $MDTD$ необхідно врахувати три фактори, які призводять до зміни SNR :

1) Часове інтегрування збільшує праву частину (3.117) на множник $\sqrt{f_f t_E}$;

2) Просторове інтегрування уздовж координати x призводить до збільшення ефективної шумової смуги згідно з (3.110) в $k_{\Delta f}$ разів. При цьому SNR зменшується у $\sqrt{k_{\Delta f}}$ разів;

3) Просторове інтегрування уздовж координати y збільшує SNR в $\sqrt{7\omega_{tp}/\beta_D}$ разів.

З урахуванням цих зауважень відношення SNR для розпізнавання штрихової міри на зашумленому фоні матиме такий вигляд:

$$SNR_E = SNR_r = \frac{\Delta T}{NETD} \frac{8}{\pi^2} M_s(v_x) \sqrt{\frac{f_f t_E 7\omega_{tp}}{k_{\Delta f} \beta_D}}. \quad (3.118)$$

Необхідне число SNR_r для розпізнавання (виявлення) штрихової міри відоме. Наприклад, при ймовірності розпізнавання 0,9 необхідно, щоб $SNR_r=4,5$. Якщо підставити це числове значення в (3.118), то ΔT буде шуканою функцією $MRTD$ просторової частоти v_x .

Для оцінки впливу нерівномірності фону на можливість виявлення об'єкта розраховується узагальнена характеристика нерівномірності

зображення, що враховує енергетичні та просторові характеристики артефактів зображення [33, 34]

$$clutter = \left(\sum_{i=1}^N \frac{\sigma_i^2}{N} \right)^{\frac{1}{2}},$$

де σ_i - стандартне відхилення яскравості i -ї комірки; N - кількість суміжних комірок в області, що дорівнює квадрату зі стороною двох критичних розмірів цілі.

Формула дає більші значення нерівномірності (clutter) для суб'єктивно більш складних і нерівномірних сцен. Тут враховується яскравість артефактів фону, їх просторові характеристики й схожість розмірів з розміром цілі (що відповідає інтуїтивному уявленню про складність виділення цілі серед завад схожих розмірів і добре узгоджується з експериментальними даними) [35].

Для трьох рівнів нерівномірності фону за значенням відношення сигнал/нерівномірність (SCR - signal to clutter ratio): рівномірний ($SCR > 10$), середньої нерівномірності ($1 < SCR < 10$), високої нерівномірності ($SCR < 1$) і різних значень ймовірності виявлення об'єкта необхідне просторове розділення в парах ліній на критичний розмір буде становити значення представлені в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 Критерій виявлення в різних умовах нерівномірності фону

Імовірність виявлення	Нерівномірність		
	низька ($SCR > 10$)	середня ($1 < SCR < 10$)	висока ($SCR < 1$)
1,0	1,7	2,8	—
0,95	1,0	1,9	—
0,9	0,9	1,7	7,0
0,8	0,75	1,3	5,0
0,5	0,5	1,0	2,5

Із таблиці видно, що необхідне розділення для забезпечення 50%-ї ймовірності виявлення цілі залежно від властивостей фону змінюється в 5 разів - від 0,5 до 2,5 пар ліній на критичний розмір цілі. Для 90%-ї ймовірності вимоги до розділення змінюються майже на порядок. Більш високої ймовірності виявлення цілі в умовах сильно нерівномірного фону отримати взагалі виявилось неможливо.

При практичному застосуванні функції $MRTD(v_x)$ допускають, що у робочій смузі пропускання ОЕСС шум є "білим". Тоді для $k_{\Delta f}$ справедливе співвідношення (3.114), яке при ширині штриха $\omega_{tp} = \xi''_{tp} / \Gamma_s = (2\Gamma_s v_x)^{-1}$ має вигляд:

$$k_{\Delta f} = \frac{\Gamma_s v_x \alpha_D}{t_o \Delta f}. \quad (3.119)$$

З урахуванням цього отримаємо формулу для розрахунку МРРТ

$$\Delta T = MRTD(v_x) = 0,66 \cdot SNR_r \cdot NETD \frac{\Gamma_s v_x}{M_s(v_x)} \sqrt{\frac{\alpha_D \beta_D}{\Delta f \cdot t_o f_f t_E}}, K. \quad (3.120)$$

Необхідно відмітити, що кутова просторова частота v_x в формулі (3.120) визначена у просторі зображень.

Отримана формула (3.120) має ряд обмежень:

1. Формула (3.111) для МПФ зорової системи справедлива для випадку, коли розмір зображення штриха міри ω''_{tp} перевищує кутове розділення ока.
2. Просторове інтегрування зорової системи припиняється, якщо $7\omega''_{tp} > 40$ кут. хв.

Велика кількість досліджень ОЕСС свідчить про те, що розрахунок за формулою (3.120) дає адекватні результати, які співпадають з експериментальними даними. Однак така узагальнена

характеристика, як $MRTD$, має і ряд недоліків. По-перше, вона не враховує реальну МПФ зорової системи. По-друге, формула для $MRTD$ не враховує характеристики реальних об'єктів та фонів.

Проте формула (3.120) дозволяє проаналізувати вплив основних параметрів ОЕСС на просторове і температурне розділення.

Важливість функції $MRTD(v_x)$ як узагальненої характеристики ОЕСС полягає в тому, що вона визначає температурну чутливість на низькій просторовій частоті (для великих об'єктів) і просторове розділення на високих частотах. $MRTD(v_x)$ дозволяє ефективно порівнювати ОЕСС, тому що враховує всю систему в цілому, її шуми і сприйняття зображення оператором.

Оскільки $MPPT$ є функцією просторової частоти v_x і параметрів ОЕСС, а також $NETD$, то використовуючи залежність $MRTD(v_x)$ можна знайти просторову роздільну здатність системи v_{res} . Для багатьох реальних систем роздільна здатність знаходиться із рівняння $MRTD(v_{res}) = (0,3...0,7)NETD$ [1]. Функція $MRTD(v_x)$, а також параметр $NETD$, визначаються при температурі фону $T_b = 300$ К.

Однак $MPPT$ не враховує ряд істотних факторів, які впливають на її значення:

1. $MPPT$ визначає залежність температурного контрасту $\Delta T = T_t - T_b$ міри Фуко від її просторової частоти. Але ОЕСС сприймає не температурний контраст ΔT , а контраст яскравості міри $\Delta L = L_t - L_b$. Згідно закону Стефана-Больцмана для ламбертовського джерела випромінювання контраст яскравості міри дорівнює

$$\begin{aligned}\Delta L &= \frac{\sigma}{\pi} [T_t^4 - T_b^4] = \frac{\sigma}{\pi} [(T_b + \Delta T)^4 - T_b^4] = \\ &= \frac{\sigma}{\pi} [4T_b^3 \Delta T + 6T_b^2 \Delta T^2 + 4T_b \Delta T^3 + \Delta T^4],\end{aligned}\tag{3.121}$$

де $\sigma = 5,67023 \cdot 10^{-8} \text{ Вт} \cdot \text{м}^{-2} \cdot \text{К}^{-4}$ – постійна Стефана-Больцмана.

З цього виразу випливає, що температура фону T_b впливає на визначення МРРТ. Для малого температурного контрасту $\Delta T \ll T_b$ маємо:

$$\Delta L \cong \frac{4\sigma}{\pi} T_b^3 \Delta T.\tag{3.122}$$

Звідси можна визначити температуру фону

$$T_{b0} = \sqrt[3]{\frac{\pi}{4\sigma}} = 240,1576 \text{ К},\tag{3.123}$$

для якої температурний контраст ΔT дорівнює контрасту яскравості ΔL в $\text{Вт}/(\text{ср} \cdot \text{м}^2)$.

Інші складові в (3.121) вносять додаткову похибку у визначення МРРТ.

2. Сприйняття оператором зображення міри є нелінійний процес, що обумовлено, по-перше, тим, що зорове відчуття залежить від логарифму освітленості сітківки; по-друге, тим, що при точковому освітленні рецептора (колбочки) світлове відчуття спостерігається і в сусідніх рецепторах (ефект затримки). Це призводить до того, що око реагує сильніше на зображення смуги прямокутної форми (по краям), ніж на смугу синусоїдальної форми;

3. МПФ зорового сприйняття залежить від кута поля зору ока.

4. Розділення зображення штрихових мір залежить від суб'єктивних особливостей зорового сприйняття оператора.

5. Період і просторова частота міри Фуко не відповідають періоду і

частоті просторової вибірки в МПВ. В багатьох випадках не враховується випадкове взаємне положення зображення міри і періодичної структури МПВ.

6. При утворенні зображення, яке має просторові частоти більші за частоту Найквіста МПВ, виникає ряд проблем з обробкою відеосигналу, наприклад, використання мікросканування.

На підставі мінімальної роздільної різниці температур також може бути визначена ймовірність розпізнавання об'єктів.

Більш узагальненою характеристикою, що поєднує енергетичне і просторове розділення ОЕСС, є мінімальна роздільна різниця яскравості (МРРЯ, Minimum Resolvable Luminance Difference) $MRLD(v_x)$, яку можна визначити із (3.121) як

$$MRLD(v_x) = MRTD(v_x) \frac{4\sigma}{\pi} T_b^3. \quad (3.124)$$

В загальному випадку МРРЯ визначається як [36]

$$MRLD(v_x) = \frac{1}{\pi} [4\sigma T_b^3 \cdot MRTD(v_x) + \sigma T_b^4 (\varepsilon_t - \varepsilon_b) + \rho_t E_{0b} + E_{0s} (\rho_t - \rho_b)], \quad (3.125)$$

де $\varepsilon_t, \varepsilon_b$ і ρ_t, ρ_b – коефіцієнти випромінювання і відбиття поверхонь об'єкта і фона відповідно; E_{0b} – освітленість об'єкта фоном; E_{0s} – освітленість об'єкта і фона зовнішнім джерелом випромінювання.

3.2.3 Показник успішності виконання завдання

Показник успішності виконання завдання є середнім геометричним горизонтальної ($TTPH$) та вертикальної ($TTPV$) складових:

$$TTP = \sqrt{TTPH \cdot TTPV}. \quad (3.126)$$

Кожна складова є інтегралом відношення сигналу до функції порогового контрасту (ФПК) системи в діапазоні всіх просторових частот $[f_H, f_B]$, де ФПК не перевищує сигнал [37]:

$$TTPH = \int_{f_{Hx}}^{f_{Bx}} \left(\frac{C_R}{\Phi PK_{OECC}(f_x)} \right)^{1/2} df_x, \quad (3.127)$$

$$TTPV = \int_{f_{Hy}}^{f_{By}} \left(\frac{C_R}{\Phi PK_{OECC}(f_y)} \right)^{1/2} df_y, \quad (3.128)$$

де f_x – горизонтальна просторова частота в мрад⁻¹, f_y – вертикальна просторова частота в мрад⁻¹, $\Phi PK_{OECC}(f_x)$, $\Phi PK_{OECC}(f_y)$ – горизонтальна та вертикальні складові ФПК системи відповідно, C_R – сигнал від об'єкта.

Графічно розрахунок показника успішності виконання завдання для ТПВ каналу показано на рис. 3.9.

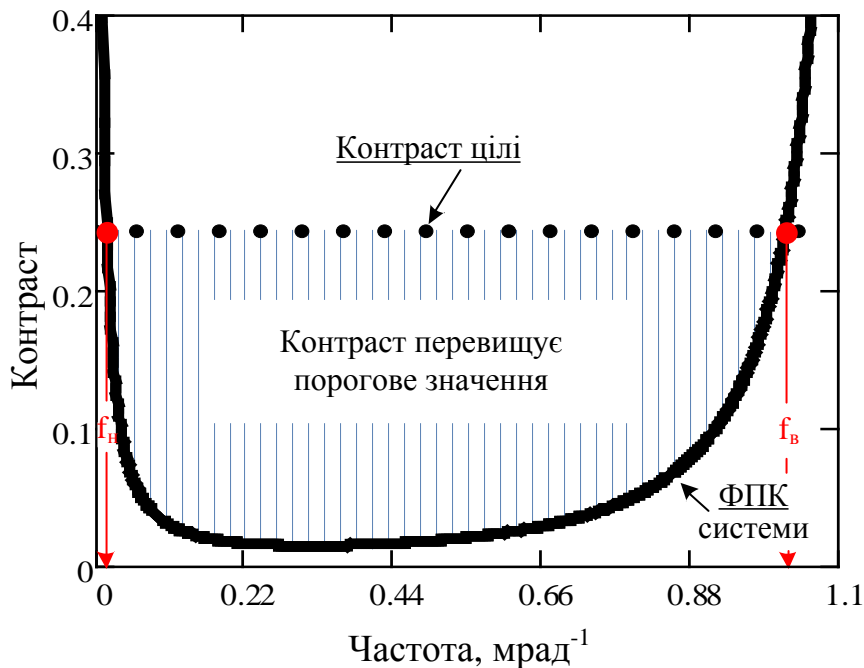


Рисунок 3.9 - Розрахунок показника успішності виконання завдання

В формулах (3.127) та (3.128) функція C_R описує контраст цілі на дисплеї, тобто враховує особливості ФЦО після проходження зовнішнього середовища (атмосфери). ФПК системи $\Phi PK_{OECC}(f_x, f_y)$ враховує параметри і характеристики ОЕСС через МПФ ОС, МПВ, електронного тракту та дисплея; рух та вібрації платформи через відповідні МПФ; особливості зорової системи спостерігача через ФПК і МПФ ока; а також вплив шуму.

Для одновірної моделі ОЕСС показник успішності виконання можна визначати наступним чином [38]:

$$TTP_K = \sum_l (TTP_{1,l} \cdot r_{1,l} + TTP_{2,l} \cdot r_{2,l} + \dots + TTP_{k,l} \cdot r_{k,l}), \quad (3.129)$$

де $TTP_{k,l}$ – показник успішності виконання завдання k - го зображення l - тої октави; $r_{k,l}$ – кореляція Пірсона між комплексованим та k - им зображенням.

Кореляцію Пірсона між комплексованим зображенням та вхідними розраховуємо за формулою [39]:

$$r_{k,l} = \frac{\sum_m \sum_n (F_{k,l} - \overline{F_{k,l}})(S_{k,l} - \overline{S_{k,l}})}{\sqrt{\sum_m \sum_n (F_{k,l} - \overline{F_{k,l}})^2 \sum_m \sum_n (S_{k,l} - \overline{S_{k,l}})^2}}, \quad (3.130)$$

де $F_{k,l}$ – матриця значень яскравості комплексованого зображення в l - тій октаві просторової частоти; $S_{k,l}$ – матриця значень яскравості k - го вхідного зображення в l - тій октаві просторової частоти; $\overline{S_{k,l}}$ – усереднене значення яскравості зображення в октаві.

ФПК системи при наявності шумів дисплея можна визначити наступним чином [22]:

$$\Phi PK_{OEC}(f_x) = \frac{\Phi PK_{ока}(f_e)}{M\Phi_D(f_x)M_{OC}(f_x)M_{МПВ}(f_x)} \left(1 + \frac{\alpha^2 \sigma^2 QH_{гор}(f_x) QV_{гор}}{L^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.131)$$

де $\Phi PK_{ока}(f_e)$ – ФПК ока спостерігача при спостереженнях з екрану; f_e – просторова частота на сітківці; $M_{OC}(f_x)$, $M_{МПВ}(f_x)$, $M\Phi_D(f_x)$ – модуляційна передавальна функція оптичної системи, МПВ та дисплея відповідно; $QH_{гор}(f_x)$ – горизонтальна шумова смуга; $QV_{гор}$ – вертикальна шумова смуга; σ – середнє квадратичне значення шуму дисплея; α – коефіцієнт пропорційності; L – середня яскравість дисплея.

3.2.3 Стандарти оцінювання ІЧ ОЕСС

Де-факто, законодавцем в галузі визначення ефективності ІЧ ОЕСС були і залишаються військові науково-дослідні центри США. За останні 40 років з часу початку активного використання тепловізійної техніки було створено кілька розрахункових моделей (табл. 3.3 [18]). На основі цих моделей розраховуються такі інтегральні показники, як дальності виявлення, розпізнавання об'єктів.

Розрахункову модель 1975 NVL (NVL Static Performance Model for thermal Viewing Systems) було розроблено науково-дослідним інститутом U.S. Army Center for Night Vision and Electro-Optics в 1975 році. Ця модель ґрунтувалась на загальновідомих критеріях Джонсона [9] та розрахунку відношення сигнал/шум:

$$SNR_E = \frac{CTF_{OEC} MRTD}{NETD \cdot k_{зсп} \cdot k_{зсч}}, \quad (3.132)$$

де $k_{зсп}$, $k_{зсч}$ – відповідно коефіцієнти, що враховують просторову та

часову фільтрацію сигналу в зоровій системі оператора.

Видно, що ця формула повторює вираз (3.70).

Таблиця 3.3 Основні риси оціночних моделей для ІЧ ОЕСС

Модель / рік	Особливості	Модель зорової системи	Базова функція
1975 NVL / 1975	Однокоординатна, для тепловізорів 1-го покоління	Просторовий фільтр	MRTD
FLIR92 / 1992	2-координатна для лінійних ПБ; включає 3-D модель шуму	Синхронний інтегратор	MRTD
NVTherm / 2002	Враховує характеристики монітора та нелінійні перетворення сигналу в електронному тракті	ФПК	MRTD
NVThermIP/ 2005	Базується на показнику TTP	ФПК	TTP

Хоча модель 1975 NVL показувала великі розбіжності з польовими випробуваннями ОЕСС, вона активно використовувалась на протязі 20 років. Вважалось, що за сприятливих умов спостереження ця модель забезпечувала похибки обрахунків відстані розпізнавання цілей в межах $\pm 20\%$.

Наступною розрахунковою моделлю стала FLIR92 [40]. Вона фактично була продовженням 1975 NVL, але більш адекватно описувала часову та просторову фільтрацію в зоровій системі. Окремо визначаються значення *MRTD* для горизонтального і вертикального напрямків:

$$MRTD_x(v_x) = \frac{SNR_d \cdot \pi^2 \cdot NETD \cdot K_{nx}(v_x)}{8M_{sx}(v_x)}; \quad (3.133)$$

$$MRTD_y(v_y) = \frac{SNR_d \cdot \pi^2 \cdot NETD \cdot K_{ny}(v_y)}{8M_{sy}(v_y)}, \quad (3.134)$$

де SNR_d – порогове відношення сигнал/шум, яке необхідне для розділення спостерігачем міри Фуко з ймовірністю 50%; $K_{nx}(v_x)$, $K_{ny}(v_y)$ – складові так званої трьохмірної моделі шуму, яка враховує зміну спектра шуму після ПВ з врахуванням просторового і часового інтегрування ока по осям x і y відповідно; $M_{sx}(v_x)$, $M_{sy}(v_y)$ – МПФ системи “ОЕСС – оператор” уздовж осі x і y відповідно.

Величина $MDTD$ в цій моделі визначається виходячи з площі об’єкта A_T :

$$MDTD(A_T) = \frac{NETD \cdot SNR_d \cdot K_{MTD}}{A_T \cdot Q_x \cdot Q_y}, \quad (3.135)$$

$$\text{де } Q_x = \int_{-\infty}^{+\infty} [M_{sx}(v_x) H_t(v_x)]^2 dv_x, \quad Q_y = \int_{-\infty}^{+\infty} [M_{sy}(v_y) H_t(v_y)]^2 dv_y, \quad (3.136)$$

а $H_t(v_x)$, $H_t(v_y)$ - Фур’є перетворення від габаритів тест-об’єкта в напрямках x та y .

Одним із недоліків розглянутої моделі є обмеження розрахункової просторової роздільної здатності частотою Найквіста. Фактично це означає, що дві суттєво різні ОЕСС, що мають МПВ з однаковим розміром пікселя, матимуть однакове розрахункове значення просторового розділення. В моделі TRM3 (Thermal Range Model 3) [41] MRTD розраховується для оптимального положення штрихової тестової міри відносно МПВ. Отриману характеристику названо мінімальною сприйманою різницею температур MTDP. В розрахунках цієї функції МПФ замінено на так звану функцію усередненої модуляції оптимальної фази. Нажаль ця функція не розраховується в аналітичному вигляді і модель TRM3 є нелінійною.

В 1999 році було оприлюднено модель NVTherm (вона була уточнена у вересні 2002 року) [18]. На відміну від попередньої моделі в

NVTherm2002 замість порогового відношення сигнал/шум SNR_d використовується змінне значення цього відношення, яке залежить від середньої яскравості монітора та просторової частоти об'єкта. Також було перенесено МПФ цифрового фільтру та зорової системи з загальної МПФ ОЕСС в модель сумарних шумів. Було введено обмеження просторового інтегрування сигналу зоровою системою в межах 4 мрад. Для малоконтрастних об'єктів величина $MRTD$ визначається як

$$MRTD(f) = \frac{\Phi PK_{ока}(f) \cdot \sqrt{4\Delta C^2 + k\sigma_E^2}}{M_s(f) \cdot M_m(f)}, \quad (3.137)$$

де $\Delta C = (T_{\max} - T_{\min}) / 2$ - температурний контраст на об'єкті;
 $\sigma_E^2 = SNR_s^2 + SNR_{me}^2$ - сумарний шум ОЕСС та дисплея з зоровою системою; $M_m(f)$ - МПФ монітора.

На зміну NVTherm прийшла модель NVThermIP [42]. Якщо попередні моделі були принципово схожими, то ця модель суттєво відрізняється від них. В основу моделі покладено критерій TTP . Фактично в попередніх методиках просторова роздільна здатність ОЕСС визначалась перетином двох кривих – МПФ зображуючої системи та ФПК зорової системи. Характер цих кривих на всьому діапазоні просторових частот до перетину не враховувався. В новій моделі інтегруються всі значення функцій під кривими. Мінімальний роздільний контраст визначається як

$$MRTC(f) = \frac{\Phi PK_{ока}}{M_s(f)} \sqrt{\frac{1}{k_c^2} + \frac{\alpha^2 \sigma_E^2}{L_m^2}}, \quad (3.138)$$

де k_c^2 - коефіцієнт підсилення яскравості та контрасту дисплея; L_m - середня яскравість екрана монітора; α - коефіцієнт узгодження

розрахункових та експериментальних даних (приймається за $169,6 \text{ Гц}^{1/2}$).

Для тепловізійних ОЕСС ФПК розраховується як

$$\Phi PK_{\text{тепл}} = \sqrt{\Phi PK_{\text{ока+ОЕСС}}^2 + \frac{\Phi PK_{\text{шуму}}^2}{\Delta C^2}}, \quad (3.139)$$

де $\Phi PK_{\text{шуму}} = \Phi PK_{\text{ока}} \sqrt{\frac{1}{k_c^2} + \frac{\alpha^2 \sigma_E^2}{L_m^2}}$ - ФПК зорової системи при

наявності шумів.

Від величини температурного контрасту ΔC залежить чи ОЕСС є обмеженою контрастом, чи є обмеженою шумами. Ця величина зазвичай є в (3 – 5) разів більшою за кореневу суму квадратів температур

$$\Delta T_{\text{кв}} = \sqrt{(T_{\text{об}} - T_{\text{ф}})^2 + \sigma_{\text{об}}^2},$$

де $\sigma_{\text{об}}^2$ - СКВ температури об'єкта.

В [43] в якості одного з досить наочних способів оцінки температурно-просторового розділення використовується набір мір в вигляді рівносторонніх трикутників різного розміру з різною орієнтацією одної з вершин: «вгору», «вниз», «наліво», «направо» (рис. 3.10). Критерій якості, який визначається за допомогою набору таких тест-об'єктів, авторами названо TOD (Triangle Orientation Discrimination).

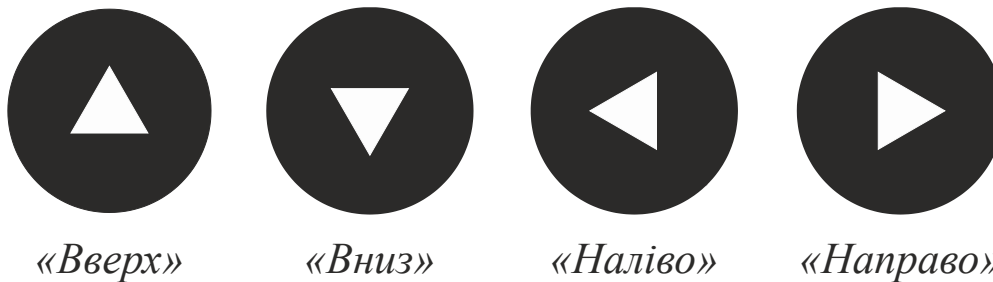


Рисунок 3.10 – Тестові міри по критерію TOD

Ця модель не є обмеженою частотою Найквіста (як FLIR92) і може

застосовуватись для будь-яких зображуючих ОЕСС. Основним недоліком моделі є надзвичайна складність розрахунків, так як трикутник не можна описати роздільно по координатам ні в Декартовій, ні в полярній системі координат.

Аналіз публікацій щодо розрахункових і експериментальних оцінок різних тепловізійних ОЕСС показує, що наразі найбільшою популярністю користується модель NVThermIP

Перелік посилань до розділу 3

1. Тарасов М.М., Якушенков Ю.Г. Инфракрасные системы «смотрящего» типа. – М.: Логос, 2004. – 444 с.
2. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов: Учебное пособие для вузов. – Л.: Машиностроение, 1977. – 600 с.
3. Hall David L. Handbook of multisensor data fusion. Theory and practice / David L. Hall, James Llinas. – [2th ed.]. – CRC Press. Taylor & Francis Group, 2009. – 872 p.
4. Nachmias, J. On the psychometric function for contrast detection. Vision Research 1981, 21,P. 215-223.
5. Campbel, F. W.; Robson, J. G. Application of Fourier analysis to the visibility of gratings // Journal of Physiology, 1968, 197, 551-566.
6. Biederman, I. Recognition-by-components: A theory of human image understanding // Psychological Review, 1987, 94, 115-117.
7. Rosenfeld, D.; Wolfson, H.; Yeshurun, Y. Context-free attentional operators: the generalized symmetry transform // International Journal of Computer Vision, 1995, 14, 119-130.
8. Nothdurft, H. C. Texture segmentation and pop-out from orientation contrast. Vision Research, 1991, 31, 1073-1078.
9. Johnson, J. Analysis of image forming systems. Proceedings of the Image Intensifier Symposium, pp. 249-273, U.S. Army Engineer Research and Development Lab, Ft. Belvoir, VA. (DTIC report AD 220 160), Oct. 6-7, 1958.

10. Toet, A. Target acquisition in complex scenes, part A: Search and conspicuity models. TNO Human Factors Institute, Soesterberg, Netherlands, ADA 332390, 1996.
11. Tidhar G.; Reiter G.; Avital Z.; Hadar, Y.; Rotman S. R.; George V.; Kowalczyk M. L. Modeling human search and target acquisition performance: IV, detection probability in the cluttered environment // Optical Engineering, 1994, 33, 801-808.
12. Overington, I.; Brown, M. B.; Clare, J. N. (B.A.C. (GW) Report ST15153), 1977.
13. Bijl, P.; Valetton, J. M. Triangle orientation discrimination: The alternative to minimum resolvable temperature difference and minimum resolvable contrast. Optical Engineering, 1998, 37, 1976-1983
14. Bishop, A. B.; Stollmack, S. The tank weapons system: DYN-TACS model. Ohio State University. (DTIC report AD 850367), 1968, Bailey, H. H. Target detection through visual recognition: A quantitative model. Santa Monica, CA: Rand Corporation, AD 721446. (Rand report RM-6158/1-PR), 1970.
15. Колобродов В. Г. Влияние aberrаций объектива на пространственное разрешение космического сканера // Научные вести НТУУ «КПІ». - 2000. - № 5.- С. 110-112.
16. Coltman J.W. The specification of imaging properties by response to a sine-wave input.- J. Opt. Soc. America, 1954, v.44, №6.
17. Ллойд Дж. Системы тепловидения / Пер. с англ. – М.: Мир, 1978. – 416 с.
18. Holst Gerald C. Electro-optical imaging system performance. 5th ed. – Winter Park, Florida: JCD Publishing, 2008. – 502 p.

19. Госсорг Ж. Инфракрасная термография. Основы, техника, применение / Пер. с франц. – М. : Мир, 1988. - 416 с.

20. Грязин Г.Н. Оптико-электронные системы для обзора пространства: Системы телевидения. – Л.: Машиностроение, 1988. – 224 с.

21. Melamed R., Yitzhaky Y., Kopeika N.S., Rotman S.R. Experimental comparison of three target acquisition models // Optical Engineering. – 1998 – Vol. 37. – No7. – P. 1902 – 1913.

22. Колобродов В. Г. Проектування тепловізійних і телевізійних систем спостереження: Підручник / В. Г. Колобродов, М. І. Лихоліт. – К. : НТУУ «КПІ», 2007. – 364 с.

23. Infrared and Electro-Optical System Handbook / Ed. By J.S.Accenta D.L.Shumaker. – Bellingham: SPIE Proc., 1993. - 3024 p.

24. Jacobs E., Cha J., Edwards T. et al. Dynamic MRTD simulation // SPIE Proc., 2000. – V. 4030. – P. 70 - 76.

25. Табукин И.И., Тришенков М.А. Предельная чувствительность и информативность тепловизоров и других оптико-электронных преобразователей изображения // Оптический журнал. – 1996. – Т. 63, №6. – С. 18 – 41.

26. Теория оптико-электронных систем / Мосягин Г. М., Немтинов В.Б., Лебедев Е.Н. М.: Машиностроение, 1990, - 432 с. с ил.

27. Шестов Н.С. Выделение оптических сигналов на фоне случайных помех. – М.: Сов. радио. – 1967. – 214 с.

28. Horrigan T.J. Assessing the search and detection problem via the FLIR – Target Acquisition Model (FTAM) // SPIE Proc. – 2000. – V.4029. – P/ 197 – 204.

29. Ratches, J.A. Night Vision Modeling; Historical Perspective // SPIE Proc. – 1999. – V. 3701. – P. 2 – 12.
30. Edwards T.C., Vollmerhausen R Recent improvements in modeling time limited search // SPIE Proc. 2002. -V. 4719. -P. 42-50.
31. Двайт Г.Б. Таблица интегралов. – М.: Наука, 1973. – 228 с.
32. Вафиади А.В., Кремень Н.В., Морозова Н.П. О расчетах основных характеристик тепловизионной аппаратуры. // В кн.: Тепловидение. Межвуз. сб. научн. трудов / Под ред. Н.Д. Куртева. – М.: Изд-во МИРЭА, 1986. – № 6. – С. 14 – 22.
33. Meitzler T., Gerhart G., Sohn E. Detection Probability Using Relative Clutter in Infrared Images. US Army Tank-Automotive and Armaments Command Survivability Technology Center, Research and Engineering Center (TARDEC), Warren, MI. - 1998.
34. Schmieder D. et al, Clutter and Resolution Effects on Observer Static Detection Performance. - Wright Avionics Laboratory Report AFWAL-TR-82-1059, WPAFB, Dayton, Ohio, February 1982.
35. Donohue J. Introductory review of target discrimination criteria, Final Report, 16 April 1991 - 31 December 1991, Phillips Laboratory Air Force Systems Command Hanscom Air Force Base, Massachusetts 01731-5000.
36. Karim M.A., Ming L. Gao, Song H. Xheng. Minimum resolvable temperature difference model: a critical evalution // Optical Engineering. – 1991. – Vol. 30. – No. 11. – P. 1788 – 1796.
37. Vollmerhausen R. H. The targeting task performance (TTP) metric. A new model for predicting target acquisition performance / Richard H. Vollmerhausen, Eddie Jacobs // Technical report AMSEL-NV-TR-230. – 2004. – 126 p.

38. Мамута М.С., Колобродов В.Г., Микитенко В.І. Оцінка ефективності багатоканальних оптико-електронних систем спостереження з комплексуванням інформації // Наукові вісті НТУУ “КПІ”. – 2012. – № 6. – С.127–131.

39. Rodgers J. L., Nicewander W. A. Thirteen ways to look at the correlation coefficient // The American Statistician. – 1988. – Vol. 42, № 1. – pp. 59–66.

40. Scott, L., and J. D’Agostino Application of 3-D Noise to MRTD Prediction. Appendix C of FLIR92 Thermal Imaging Systems Performance Model, U.S. Army Night Vision and Electronic Sensors Directorate, Report 1993.

41. Wittenstein W. Minimum temperature difference perceived – a new approach to assess undersampled thermal imagers // Optical Engineering, Vol. 38, No. 5, 1999, pp. 773 – 781.

42. Vollmerhausen R. H. The targeting task performance (TTP) metric. A new model for predicting target acquisition performance / Richard H. Vollmerhausen, Eddie Jacobs // Technical report AMSEL-NV-TR-230. – 2004. – 126 p.

43. Bijl, P., and J. M. Valeton TOD, the alternative to MRTD and MRC // Optical Engineering, Vol. 37, No. 7, 1998, pp. 1984–1994.